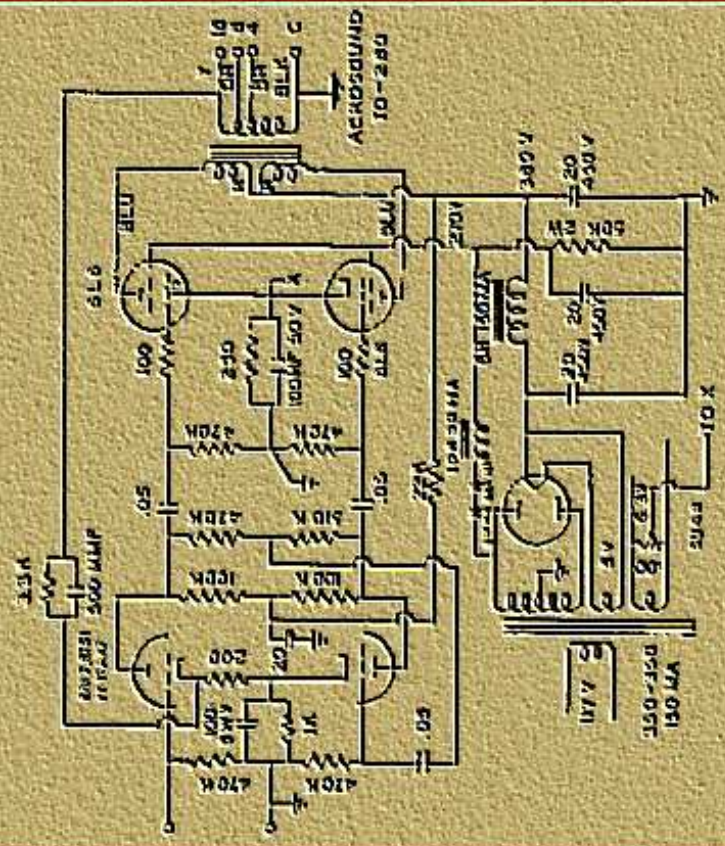
I. Presură



AMPLIFICATOARE DE ÎNALTĂ FIDELITATE

Ing. ION PRESURĂ

AMPLIFICATOARE DE ÎNALTĂ FIDELITATE

EDITURA TEHNICĂ
București — 1964

INTRODUCERE

Ca urmare a progresului realizat în ultimii ani în domeniul înregistrării pe disc şi pe bandă magnetică, precum şi a perfecţionării tuturor elementelor care compun un ansamblu de reproducere sonoră (doză de redat discuri, amplificator, difuzor), posibilităţile tehnice de reproducere a sunetului au crescut foarte mult.

Graţie acestor realizări, precum şi folosirii unor procedee tehnice speciale la reproducerea sunetului, cum sînt: stereofonia, ambiofonia, s-a reuşit să se creeze, celui care ascultă o producţie muzicală prin intermediul difuzorului, iluzia ascultării directe, naturale.

Aceasta este ceea ce se numeşte în literatura tehnică de specialitate reproducerea sonoră de înaltă fidelitate.

Pentru realizarea unei reproduceri sonore de înaltă fidelitate, elementele constitutive ale unui ansamblu de reproducere trebuie să fie, în totalitatea lor, de o calitate deosebită, definită, de asemenea, prin noţiunea de înaltă fidelitate.

Obiectivele urmărite în legătură cu perfecţionarea ansamblului de reproducere sonoră sînt, în principal: reducerea distorsiunilor, în special la frecvenţe înalte şi joase; extinderea benzii de frecvenţă a sunetelor reproduse; crearea unei rezerve mari, în ceea ce priveşte puterea de ieşire, care să asigure o dinamică mare a gamei de tărie a sunetelor reproduse.

Aceste obiective au fost realizate în mare măsură în domeniul amplificatoarelor, care au evoluat foarte mult, ajungînd la un mare grad de perfecţionare. Această perfecţionare, tradusă prin valori deosebite ale parametrilor fundamentali ai amplificatoarelor, a fost realizată prin ameliorarea sistemelor existente, prin elaborarea altora cu principii noi de funcţionare şi de asemenea, prin utilizarea unor materiale de fabricaţie modernă (tuburi electronice, piese de montaj etc.).

În lucrearea de față se face o scurtă prezentare a amplificatoarelor de înaltă fidelitate, urmărindu-se aceste aspecte în cazul unor scheme uzuale.

În ceea ce privește celelalte elemente ale ansamblului de reproducere sonoră, deși n-au ajuns la nivelul amplificatoarelor, trebuie totuși să se menționeze calitatea înaltă pe care o asigură reproducerii sonore dozele de redat discuri de tip magnetic, precum și sistemele acustice constituite din mai multe difuzoare și cutiile de difuzor corespunzătoare.

Amplificatoarele utilizate actualmente pentru reproducerea sonoră de înaltă fidelitate sînt de diverse tipuri și au parametri de valoare diferită. Această diversitate de scheme și performanțe se explică prin aceea că nu există încă un criteriu obiectiv, tehnic, pentru aprecierea amplificatoarelor de înaltă fidelitate.

Calitatea audiției, și implicit a ansamblului de reproducere sonoră utilizat, se apreciază în mod obișnuit pe baza unui criteriu artistic, care nu se poate defini cu precizie și care depinde de gustul ascultătorilor.

Lipsa unui criteriu tehnic este cauzată de dificultatea stabilirii unei corespondențe organice între mărimile care determină acest criteriu (caracteristica de frecvență, distorsiunea neliniară etc.) și efectele psiho-fiziologice pe care acestea le provoacă ascultătorului. În acest fel este dificil de stabilit ce valoare trebuie să aibă parametrii ansamblului de reproducere sonoră, și în particular amplificatorul, pentru ca reproducerea sonoră să fie de înaltă fidelitate. În afară de aceasta, sînt multe fenomene care, deși se bazează pe procese fizice bine cunoscute, cum este, de exemplu, stereofonia, nu pot fi măsurate tehnic riguros, încît aprecierea lor se face tot prin intermediul ascultării, al impresiei auditive, care este subiectivă.

Cu toate acestea, amplificatoarele de înaltă fidelitate se caracterizează prin parametri de valoare mult superioară celor ai amplificatoarelor obișnuite, încît calitatea reproducerii sonore pe care o asigură este deosebită.

Capitolul I

PARAMETRII AMPLIFICATOARELOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

1. PARAMETRII FUNDAMENTALI AI AMPLIFICATOARELOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ

Parametrii fundamentali sînt mărimi care caracterizează funcționarea amplificatoarelor de joasă frecvență. Cunoașterea lor este utilă pentru proiectarea amplificatoarelor și pentru aprecierea justă a posibilităților de exploatare a acestora.

Parametrii fundamentali ai amplificatoarelor sînt următorii: puterea nominală de ieșire, impedanța de ieșire, raportul semnal/zgomot, distorsiunea de frecvență, distorsiunea de fază, distorsiunea neliniară (armonică și de intermodulație), distorsiunea tranzitorie, plaja de reglare a caracteristicii de frecvență, tensiunea nominală de ieșire, amplificarea în tensiune, sensibilitatea, impedanța de intrare, impedanța nominală de sarcină etc.

Puterea nominală de ieșire este puterea pe care o poate furniza amplificatorul în impedanță nominală de sarcină, la o frecvență anumită (sau într-o bandă de frecvențe) pentru o mărime dată a distorsiunii armonice.

Impedanța de ieșire este impedanța internă a amplificatorului, măsurată între bornele sale de ieșire în condiții normale de utilizare a acestuia.

Raportul semnal/zgomot este raportul, exprimat în decibeli, dintre tensiunea nominală de ieșire și tensiunea de zgomot măsurată la bornele impedanței nominale de sarcină.

Distorsiunea de frecvență este variația amplificării cu frecvența semnalului aplicat la intrarea amplificatorului.

Aprecierea distorsiunii de frecvență se face folosind caracteristica de frecvență sau curba de răspuns a amplificatorului. Aceasta reprezintă variația raportului, exprimat în decibeli,

dintre tensiunea de ieşire şi tensiunea de intrare, în funcţie de frecvenţă, amplificatorul fiind în condiţii normale de utilizare. Mărimea distorsiunii de frecvenţă se determină cu ajutorul factorului de distorsiune de frecvenţă, care reprezintă abaterea, în decibeli, a amplificării la o frecvenţă oarecare faţă de amplificarea la frecvenţe medii.

Distorsiunea de fază este schimbarea formei semnalului complex care trebuie amplificat, provocată de întîrzierea diferită a componentelor acestuia la trecerea lor prin amplificator.

Aprecierea distorsiunii de fază se face cu ajutorul caracteristicii de fază. Aceasta este curba care reprezintă dependenţa de frecvenţă a defazajului dintre tensiunile de ieşire şi intrare ale unui amplificator. Mărimea distorsiunii de fază se exprimă în grade.

Distorsiunea armonică este schimbarea formei semnalului de amplificat, provocată de apariţia la ieşirea amplificatorului a unor frecvenţe armonice cînd la intrarea acestuia se aplică o tensiune sinusoidală.

Pentru aprecierea distorsiunii armonice se foloseşte caracteristica de amplitudine a amplificatorului care reprezintă variaţia tensiunii de ieşire a acestuia în funcţie de tensiunea de intrare, la o frecvenţă specificată, amplificatorul fiind în condiţii normale de utilizare.

Distorsiunea de intermodulaţie este apariţia la ieşirea amplificatorului a unor frecvenţe de combinaţie, datorită neliniarităţii caracteristicii de amplitudine a acestuia, cînd la intrarea lui se aplică două sau mai multe tensiuni sinusoidale de frecvenţe şi amplitudini date.

Mărimea distorsiunii armonice şi a celei de intermodulaţie se determină cu ajutorul factorului de distorsiune neliniară armonică, respectiv de intermodulaţie, care se exprimă în procente.

Distorsiunea tranzitorie este schimbarea formei impulsurilor aplicate la intrarea amplificatorului.

Aprecierea distorsiunii tranzitorii se face cu ajutorul caracteristicii de regim tranzitoriu. Aceasta este curba care reprezintă variaţia tensiunii de ieşire a amplificatorului în funcţie de timp, cînd la intrarea acestuia se aplică o tensiune de forma saltului unitate. Ea caracterizează funcţionarea amplificatorului în regim de impulsuri.

Distorsiunea tranzitorie se poate aprecia şi cu ajutorul impulsurilor dreptunghiulare etc.

Plaja de reglare a caracteristicii de frecvență reprezintă limitele răspunsului în frecvență, corespunzătoare pozițiilor extreme ale comenzilor de reglare considerate și unor frecvențe de valoare dată.

Tensiunea nominală de ieșire este tensiunea pentru care puterea nominală de ieșire se obține în impedanța nominală de sarcină.

Amplificarea în tensiune este raportul dintre tensiunea de la ieșirea amplificatorului și tensiunea de la intrarea acestuia, în condiții de funcționare normală a amplificatorului. Ea poate fi exprimată, în mod convențional, în decibeli.

Sensibilitatea este tensiunea care trebuie aplicată la bornele de intrare ale amplificatorului pentru ca acesta să furnizeze puterea nominală de ieșire în impedanță nominală de sarcină (potențiometrul de volum este reglat corespunzător amplificării maxime).

Impedanța de intrare este impedanța internă a amplificatorului, măsurată între bornele sale de intrare în condiții normale de utilizare a acestuia.

Impedanța nominală de sarcină este impedanța pe care debitează amplificatorul. Fără o specificație contrară, impedanța de sarcină este o rezistență pură, constantă ca valoare.

Impedanța nominală de sarcină pentru amplificatoarele cu sarcini variabile este impedanța optimă corespunzînd puterii maxime de ieșire, pentru o distorsiune armonică dată, într-o bandă de frecvență specificată.

2. PARAMETRII FUNDAMENTALI AI AMPLIFICATOARELOR DE ÎNALTĂ FIDELITATE

În absența unor norme standard pentru parametrii fundamentali ai amplificatoarelor de înaltă fidelitate, valoarea acestora variază în anumite limite, în funcție de fabricant și de unele recomandări făcute de diverși specialiști, pe baza unor date obținute pe cale experimentală.

Astfel, în ceea ce privește *puterea nominală de ieșire* se recomandă o valoare de aproximativ 30 W. Unii autori recomandă chiar valori de 50—60 W, iar alții mult mai puțin, 10—20 W, considerînd această putere suficientă pentru realizarea unei audiții satisfăcătoare într-o cameră obișnuită.

Motivul principal pentru care se recomandă puteri de asemenea valori constă în aceea, că redarea corectă a regimurilor tranzitorii este posibilă numai în condițiile în care

amplificatorul poate să livreze, fără distorsiuni, vîrfuri de putere mult superioare ca valoare puterii medii la care se face ascultarea. Sînt şi alte motive care conduc la o asemenea valoare a puterii nominale de ieşire, şi anume: un amplificator cu distorsiuni neliniare de cîteva zecimi de procent la puterea de 30 W va avea distorsiuni mult mai mici (sutimi de procent) la puterea normală de ascultare; o putere mare permite transmiterea unei game dinamice mari şi, în consecinţă, redarea naturală a sunetelor unor instrumente muzicale care determină intensităţi acustice puternice; o putere apreciabilă oferă posibilitatea unei ascultări normale într-o încăpere mare; în sfîrşit, un alt argument în favoarea adoptării unei valori mari pentru puterea nominală de ieşire este faptul că aceasta este în mod obişnuit mult redusă în practică, ca urmare a uzurii tuburilor electronice, a valorii scăzute a tensiunii reţelei.

Unii autori recomandă folosirea noţiunii de putere de ieşire muzicală pentru caracterizarea amplificatoarelor de înaltă fidelitate. Aceasta se defineşte ca fiind puterea maximă ce se poate obţine la o frecvenţă dată, fără a depăşi distorsiunea armonică impusă, măsurată imediat după aplicarea bruscă a semnalului şi într-un timp atît de scurt, încît tensiunea de alimentare a amplificatorului nu se schimbă faţă de valoarea din repaus.

Impedanţa de ieşire este un parametru important al amplificatoarelor, de el depinzînd conservarea unei tensiuni de ieşire constantă în condiţiile variaţiei impedanţei de sarcină, ameliorarea reproducerii regimurilor tranzitorii, reducerea rezonanţelor difuzorului şi micşorarea distorsiunilor în domeniul frecvenţelor joase.

Cu cît impedanţa de ieşire are o valoare mai mică în comparaţie cu impedanţa nominală de sarcină, cu atît este mai bună comportarea amplificatorului.

Efectul impedanţei de ieşire a amplificatorului este apreciat uneori prin raportul, exprimat în decibeli, dintre tensiunea măsurată la bornele impedanţei nominale de sarcină şi tensiunea măsurată la ieşirea amplificatorului cu sarcina deconectată. La amplificatoarele de înaltă fidelitate acest raport are o valoare mai mică decît 1 dB, ceea ce înseamnă că tensiunea de ieşire rămîne practic constantă cînd impedanţa de sarcină variază în limite largi.

De cele mai multe ori, însă, efectul impedanţei de ieşire a amplificatorului este apreciat prin aşa-numitul factor de

amortizare D, definit ca raportul impedanței nominale de sarcină către impedanța de ieșire a amplificatorului.

Valoarea lui D, întîlnită în amplificatoarele de înaltă fidelitate, variază între 15 și 20, în funcție de difuzorul folosit și de cutia în care se montează acesta, de schema amplificatorului și de particularitățile acustice ale încăperii în care se ascultă, avînd în fiecare caz o valoare optimă. Valoarea lui D este determinată, în principal, de necesitatea amortizării electromagnetice a mișcărilor bobinei mobile a difuzorului, deci de o bună reproducere a regimurilor tranzitorii. Totuși, trebuie menționat că o valoare foarte mare a factorului de amortizare duce la scăderea randamentului difuzorului în domeniul frecvențelor joase, scădere cu atît mai pronunțată cu cît magnetul difuzorului este de calitate mai bună, încît trebuie să se țină seamă de acest lucru. În general se consideră că valoarea 15 a factorului de amortizare este satisfăcătoare, ea permițînd ameliorarea sensibilă a reproducerii sonore și conservînd, totodată, stabilitatea amplificatorului, în condițiile aplicării reacției negative.

Unele amplificatoare de înaltă fidelitate sînt prevăzute cu posibilitatea de a varia pe D în scopul stabilirii valorii optime a acestuia.

Valorile *raportului semnal/zgomot* întîlnite în amplificatoarele de înaltă fidelitate sînt, în general, mai mari decît 60 dB și cresc o dată cu tensiunea aplicată la intrarea acestora, ajungînd la 90 dB.

Strîns legată de puterea nominală și de zgomotul amplificatorului este gama dinamică pe care acesta poate s-o transmită. Gama dinamică este raportul, exprimat în decibeli, dintre tensiunea cea mai mare și tensiunea cea mai mică pe care amplificatorul trebuie să le amplifice fără a le altera calitatea. Gama dinamică este limitată în jos de zgomotul amplificatorului, iar în sus de distorsiunea neliniară introdusă de acesta la semnale mari. În mod obișnuit, amplificatoarele de înaltă fidelitate transmit o gamă dinamică de 60 dB.

Caracteristica de frecvență a amplificatoarelor de înaltă fidelitate este liniară într-un domeniu de frecvență foarte larg. Acest lucru este necesar pentru a se asigura o calitate înaltă reproducerii muzicii (din punct de vedere subiectiv aceasta se traduce prin efectul de transparență și strălucire la frecvențe înalte și sonoritate spațială la frecvențe joase). În condițiile existenței unei asemenea caracteristici de frecvență, caracteristica de fază este de așa natură, încît permite

aplicarea unei reacții negative puternice și obținerea, între altele, a unui factor de amortizare de valoare mare. De exemplu, dacă pentru realizarea unui $D = 50$ este necesară o reacție negativă de 30 dB în gama 40 Hz — 20 kHz, defazajul trebuie să fie de 10 grade la 10 Hz și 20 grade la 20 kHz; unei asemenea caracteristici de fază îi corespunde o caracteristică de frecvență în domeniul 2 Hz—100 kHz (cu o abatere de 1 dB), adică mult mai intinsă decît gama frecvențelor audibile.

Ținîndu-se seamă de faptul că valoarea limitei inferioare a factorului distorsiunii de frecvență nesesizabilă la ureche este 1 dB, caracteristica de frecvență recomandată în cazul amplificatoarelor de înaltă fidelitate este extinsă la domeniul 20 Hz—20 kHz cu o abatere mai mică decît 1 dB. În foarte multe cazuri, abaterea admisă este mai mică decît 0,5 dB din necesitatea de a realiza o caracteristică de fază corespunzătoare.

Caracteristica de fază a amplificatoarelor de înaltă fidelitate trebuie să fie liniară în domeniul de frecvențe audibile, cu o abatere mai mică decît $\pm$ 10 grade.

În ceea ce privește *distorsiunea armonică*, se consideră acceptabilă o valoare sub 0,5% pentru amplificatoarele de înaltă fidelitate, corespunzător puterii nominale de ieșire și benzii de frecvențe audibile. După unii autori, ținîndu-se seamă de nivelul distorsiunii armonice sesizabile, aceasta trebuie să aibă o valoare mai mică decît 1% la frecvența de 40 Hz și sub 0,5% la frecvențe medii și înalte, în condițiile în care amplificatorul furnizează puterea nominală de ieșire. Pentru realizarea acestor valori, preamplificatorul trebuie să aibă o distorsiune armonică egală cu 50% din distorsiunea amplificatorului de putere.

Distorsiunea de intermodulație admisibilă pentru amplificatoarele de înaltă fidelitate este de 2—3%, măsurată prin metoda modulării unui semnal de frecvență f_1 cu un altul de frecvență f_2 și mai mică decît 1%, măsurată prin metoda diferenței de ton.

În ceea ce privește *distorsiunea tranzitorie* admisibilă, nu se indică în mod obișnuit valori, aceasta fiind strîns legată de caracteristicile de frecvență și de fază ale amplificatorului, de gradul de amortizare al difuzorului. Pentru reproducerea fără distorsiuni a impulsurilor este necesară o caracteristică de frecvență mult extinsă peste limita superioară

a benzii audio, o distorsiune de fază cît mai redusă, amortizare cît mai mare a difuzorului.

Relativ la *plaja de reglare a curbei de răspuns*, la amplificatoarele de înaltă fidelitate se întîlnesc în mod obişnuit următoarele valori extreme: $\pm$ 15—20 dB la o frecvenţă din intervalul 20—40 Hz şi, de asemenea, la o frecvenţă din intervalul 15—20 kHz. Filtrele trece-jos utilizate în amplificatoarele de înaltă fidelitate au în mod obişnuit mai multe frecvenţe de tăiere, dintre care cea mai mare este egală cu 10—12 kHz şi realizează o atenuare de 30—50 dB/octavă. Filtrele trece-sus au, în general, frecvenţa de tăiere egală cu 30 Hz şi introduc o atenuare de 10—20 dB/octavă.

În ceea ce priveşte parametrii fundamentali ai amplifidatoarelor de înaltă fidelitate cu tranzistoare, aceştia au, în general, valori comparabile cu cele întîlnite la amplificatoarele cu tuburi electronice.

Capitolul II

PREAMPLIFICATOARE DE ÎNALTĂ FIDELITATE

Amplificatoarele de joasă frecvență de înaltă fidelitate se compun, în mod obișnuit, din două părți distincte: preamplificatorul și amplificatorul de putere. Preamplificatorul este acea parte care modifică amplitudinea și spectrul de frecvență al semnalelor furnizate de diverse surse de program.

1. ELEMENTE COMPONENTE

Preamplificatoarele de înaltă fidelitate cuprind, în general, următoarele secțiuni:

— etajul de intrare, care amplifică în tensiune semnalele furnizate de diverse surse de program și compensează distorsiunea de frecvență provocată de acestea;

— etajul corector de tonalitate, care realizează modificarea curbei de răspuns a preamplificatorului în domeniul frecvențelor joase și înalte, în limite relativ largi;

— etajul de ieșire, care furnizează tensiunea sursei de program amplificată și corectată, pe o impedanță de sarcină de valoare mică;

— dispozitivul pentru reglajul de volum, care servește pentru reglarea tăriei sonore;

— filtrul trece-sus, care servește la eliminarea zgomotelor de natură mecanică (produse de motor și mecanismul de antrenare) ale picupului;

— filtrul trece-jos cu tăiere bruscă, care servește pentru atenuarea zgomotului de suprafață al discurilor.

Unele preamplificatoare de înaltă fidelitate sînt prevăzute și cu alte secțiuni, care produc efecte speciale. Printre acestea pot fi menționate:

— filtrul de bandă, care servește la eliminarea unor rezonanțe din curba de răspuns a preamplificatorului;

— compresorul de zgomot, care reduce zgomotul preamplificatorului în absența modulației;

— expansorul de dinamică, care folosește pentru compensarea efectului produs de compresorul de dinamică asupra semnalului transmis direct sau prin intermediul înregistrării;

— dispozitivul pentru producerea reverberației artificiale;

— filtrul de prezență, care permite accentuarea frecvențelor medii.

2. ETAJUL DE INTRARE

Acesta este un etaj de amplificare prevăzut cu posibilitatea amplificării separate a tensiunilor furnizate de diverse surse de program.

Conectarea succesivă a surselor de program la etajul de intrare se realizează cu ajutorul unui comutator special (selector). În mod obișnuit, preamplificatoarele au borne de intrare pentru următoarele surse de program: doză de redare, microfon, radio, magnetofon.

Sursele de program care furnizează tensiuni mari se conectează la etajul de intrare prin intermediul unor divizoare rezistive sau potențiometric, pentru a se evita supraîncărca-

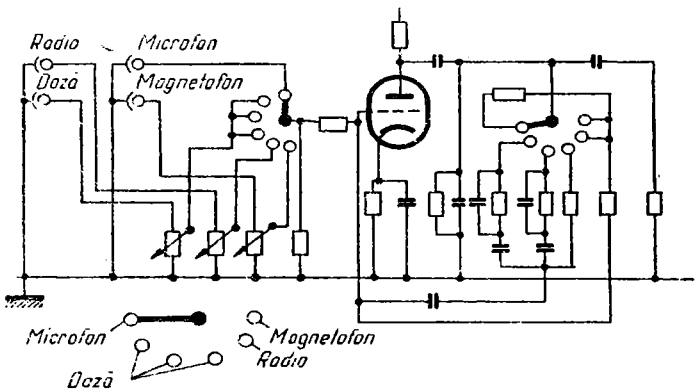


Fig. II.1 Schema de principiu a etajului de intrare.

rea tubului de intrare; din aceleași motive, aceste surse de program se conectează, adesea, la preamplificator, după etajul de intrare.

Pentru realizarea unui reglaj progresiv al sensibilității etajului de intrare, fără modificarea curbei de răspuns (cum

se întîmplă în cazul conectării potenţiometrelor de reglaj la intrarea etajului), potenţiometrul se conectează în circuitul de reacţie negativă.

Etajul de intrare este prevăzut cu o reacţie negativă selectivă în cazul în care sursa de program este o doză de redare sau capul de redare al unui magnetofon şi cu o reacţie negativă de valoare fixă, de obicei, corespunzător celorlalte surse de program: microfon, radio, magnetofon, cum se vede în fig. II.1.

Rolul reacţiei negative selective este, în principal, acela de a corecta curba de răspuns realizată la înregistrarea pe disc sau bandă magnetică, iar al reacţiei negative de valoare fixă, de a micşora valoarea distorsiunilor tensiunii amplificate.

a. Folosirea microfonului, radio-ului şi magnetofonului ca surse de program

Conectarea microfonului la etajul de intrare al preamplificatorului se face direct sau prin intermediul unui transformator ridicător, în funcţie de tipul acestuia.

Astfel, microfonul piezoelectric şi microfonul condensator se conectează la etajul de intrare direct, printr-o impedanţă de valoare mare.

Microfonul cu bobină mobilă se poate conecta în ambele feluri. Prima soluţie, deşi este mai simplă, prezintă dezavantajul că înrăutăţeşte raportul semnal/zgomot, tensiunea furnizată de microfon fiind foarte mică.

Cea de-a doua soluţie, datorită transformatorului ridicător, permite mărirea semnalului util şi deci realizarea unui raport semnal/zgomot de valoare acceptabilă. În afară de aceasta, dacă se conectează la masă mijlocul înfăşurării primare a transformatorului de intrare, este posibilă micşorarea paraziţilor care apar în circuitul de intrare al preamplificatorului, datorită ecranajului insuficient al cablului de legătură dintre microfon şi etajul de intrare.

În cazul în care se utilizează un transformator ridicător, în secundarul transformatorului se conectează o rezistenţă de 100—200 k Ω, în general, care realizează liniarizarea caracteristicii de frecvenţă a transformatorului.

Utilizarea transformatorului impune măsuri speciale de realizare a acestuia şi de ecranare, pentru a-l feri de acţiunea cîmpurilor magnetice parazite.

Radioul și magnetofonul se conectează la etajul de intrare direct prin intermediul unei rezistențe de valoare mare.

b. **Folosirea dozei de redare ca sursă de program**

Utilizarea dozelor de redare ca surse de program pune probleme deosebite privind conectarea acestora la etajul de intrare și corectarea spectrului semnalului înregistrat pe disc.

În ceea ce privește conectarea dozelor de redare la etajul de intrare, aceasta depinde de tipul lor.

În majoritatea cazurilor, în preamplificatoarele de înaltă fidelitate se folosesc doze de redare magnetice: cu bobină mobilă și cu fier mobil (cu reluctanță variabilă). Acestea au o impedanță proprie de valoare redusă (cuprinsă între 0,2 și cîțiva kiloohmi la 1 000 Hz) și furnizează o tensiune proporțională cu viteza de deplasare a acului dozei. Ele pot fi conectate la etajul de intrare prin intermediul unui transformator ridicător sau direct. Prima soluție se utilizează mai rar, din cauza efectelor dăunătoare ale transformatorului asupra curbei de răspuns. În mod obișnuit se folosește conectarea directă, încărcîndu-se doza cu o rezistență de ordinul zecilor de kiloohmi, valoare indicată de fabricant, în scopul liniarizării curbei de răspuns a dozei folosite (valorile curente ale acesteia sînt: 10 k Ω, 47 kΩ, 68 k Ω, 100 k Ω; valorile tipice sînt 27 k Ω și 47 k Ω).

Valoarea rezistenței R de încărcare a dozei magnetice se stabilește în funcție de valoarea inductanței dozei L și capacității C prezentată de cablul de legătură între aceasta și preamplificator și de tubul de intrare al acestuia, cu ajutorul expresiei $\sqrt{\frac{L}{C}} \ll R \ll \sqrt{\frac{2L}{C}}$. $\left(\pm 1 \text{ dB pînă la } f = \frac{1}{1{,}4\,\pi\,\sqrt{2C}}\right)$

Corectarea caracteristicii de frecvență, adoptată la înregistrarea pe disc, constituie o problemă mai complexă și de aceea va fi urmărită mai îndeaproape în cele ce urmează.

Înregistrările pe disc necesită modificarea, în mod voit, a spectrului semnalului — în sensul reducerii considerabile a nivelului frecvențelor joase ale acestuia în raport cu frecvențele înalte, încît pentru reproducerea fără distorsiuni de frecvență a semnalului înregistrat pe disc, curba de răspuns a preamplificatorului trebuie să fie simetrică curbei adoptată

la înregistrare (se presupune că, curba de răspuns a dozei de redare este liniară).

Există o mare varietate de caracteristici adoptate la înregistrare — şi deci şi la reproducere — în funcţie de producă-

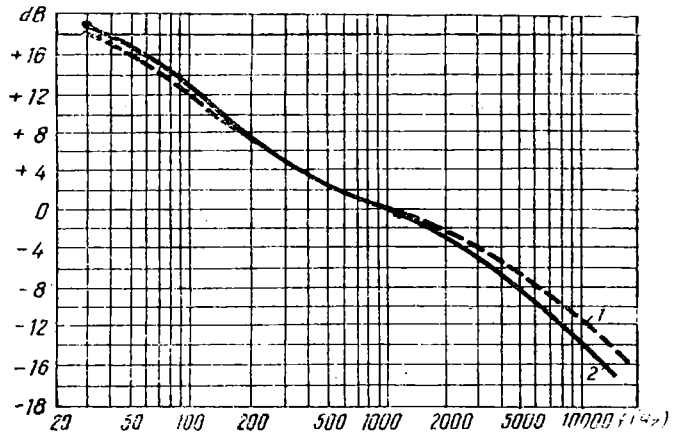


Fig. II.2 Caracteristici de egalizare pentru discurile microşanţ:
1 — CCIR; *2* — RIAA (CEI).

torii de discuri. În ultima vreme, însă, înregistrarea discurilor microşanţ şi de 78 rot/min se realizează conform unor caracteristici standardizate.

Caracteristica de frecvenţă a etajului de intrare folosită în cazul discurilor microşanţ este reprezentată în fig. II.2. Aceasta este caracteristica RIAA sau CEI-3, folosită aproape exclusiv, în cazul discurilor microşanţ. Pe aceeaşi diafragmă este reprezentată şi caracteristica CCIR, corespunzătoare aceluiaşi caz.

În fig. II.3 este reprezentată curba recomandată de CEI pentru compensarea caracteristicii folosită la înregistrarea discurilor de 78 rot/min. Din cauza zgomotului de suprafaţă şi a altor neajunsuri pe care le prezintă însă, discurile de 78 rot/min sînt folosite tot mai rar, încît preamplificatoarele moderne sînt prevăzute, în mod obişnuit, doar cu circuite de egalizare pentru discurile microşanţ.

Compensarea caracteristicii de înregistrare se face în etajul de intrare cu ajutorul unor reţele corectoare, numite şi reţele de egalizare, constituite din rezistenţe şi condensatoare. Aceste reţele pot fi folosite ca elemente de cuplaj între etajul

de intrare și etajul următor al preamplificatorului sau în circuitul de reacție negativă. În preamplificatoarele de înaltă fidelitate se folosește în special cea de-a doua soluție, care permite între altele reducerea distorsiunii neliniare introdusă de etajul de intrare, a zgomotelor parazite etc.

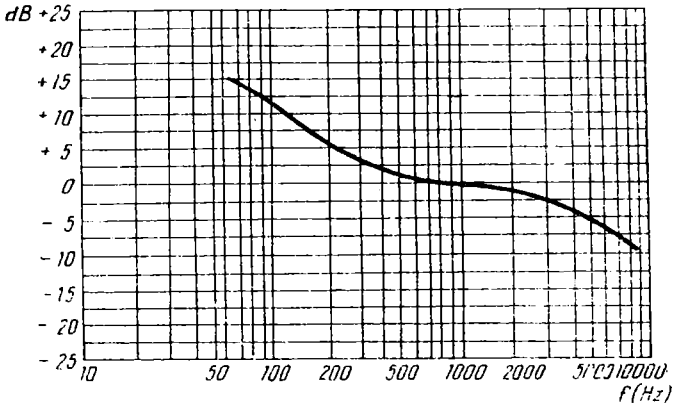


Fig. II.3 Caracteristicile de egalizare (CEI) pentru discurile de 78 rot/min.

În fig. II.4 este reprezentată schema de principiu a etajului de intrare, în care rețeaua de egalizare este conectată între anodul și grila tubului folosit. Tensiunea de reacție apare la bornele rezistenței R.

Structura acestei rețele, notată cu Z în fig. II.4 este determinată de alura curbei de egalizare. Aceasta poate fi aproximată prin segmente de dreaptă cu pante diferite de descreștere, cum se vede în fig. II.5.

Porțiunile cu pante diferite ale curbei se realizează în unele cazuri prin guparea elementelor rețelei Z într-unul din modurile prezentate în fig. II.6.

La frecvențe joase, alura curbei de egalizare este determinată de grupul C_1R_2; începînd de la o frecvență f_1 în sus, rolul capacității C_1 este neglijabil în raport cu R_2, încît impedanța Z variază foarte puțin cu frecvența.

La frecvențe superioare lui f_2 se face simțit efectul capacității C_2 care provoacă atenuarea frecvențelor înalte.

Limitarea creșterii caracteristicii de egalizare la frecvențe foarte joase (inferioare lui f_3) este asigurată de rezistența R_1.

În cazul curbei RIAA, elementele R_1R_2, C_1 și C_2 din figurile de mai sus trebuie să satisfacă următoarele relații: $R_1C_1 = 3\,180$ μs; $R_2C_1 = 318$ μs; $R_2C_2 = 75$ μs.

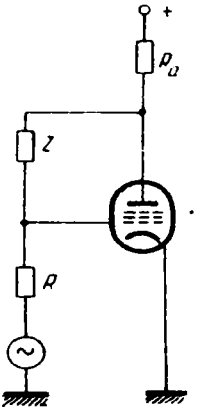


Fig. II.4 Schema de principiu a unui circuit de egalizare.

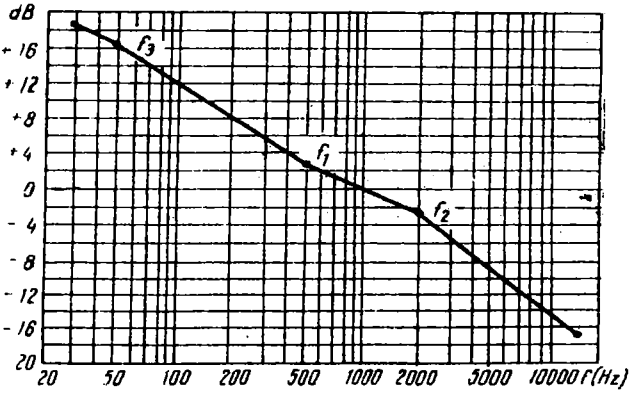


Fig. II.5 Aproximarea caracteristicii de egalizare RIAA prin drepte cu diverse pante.

Valoarea aceloraşi constante de timp, corespunzătoare caracteristicii de egalizare pentru discurile de 78 rot/min,

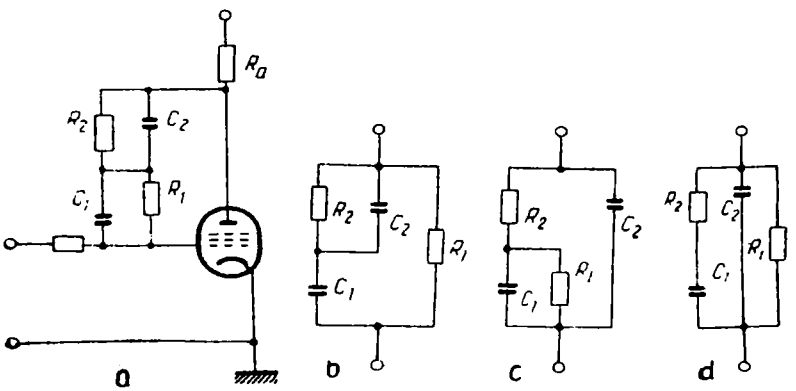


Fig. II.6 Diverse scheme de realizare a rețelei de egalizare:
a — grupurile R_1C_1 și R_2C_2 înseriate; *b* — rezistența R_1 dispusă în paralel pe ansamblul $C_1R_2C_2$; *c* — condensatorul C_2 dispus în paralel pe ansamblul $R_1C_1R_2$; *d* — rezistența R_1 și condensatorul C_2 dispuse în paralel pe grupul C_1R_2.

sînt următoarele: $R_1C_1 = 3\,180$ μs; $R_2C_1 = 450$ μs; $R_2C_2 = 50$ μs.

În foarte multe cazuri, cele trei constante menționate au valori diferite de cele standard, dar apropiate de acestea, încît se obțin curbe medii de egalizare.

În eventualitatea folosirii a două tuburi electronice în etajul de intrare, rețeaua de egalizare poate fi introdusă între catodul primului și anodul celui de-al doilea tub, ceea ce are ca urmare faptul că se elimină influența impedanței de intrare asupra corecției (în mod normal aceasta variază sub influența reacției variabile) și se îmbunătățește raportul semnal/zgomot al etajului.

În cazul dozelor cu cristal sau ceramice (folosite în mică măsură în preamplificatoarele de înaltă fidelitate), care furnizează o tensiune proporțională cu amplitudinea semnalului înregistrat pe disc, circuitele de corecție se schimbă radical în comparație cu cele necesitate de dozele magnetice.

Prin încărcarea dozelor piezoelectrice cu o rezistență de valoare mică, tensiunea furnizată de acestea nu va mai fi proporțională cu amplitudinea semnalului înregistrat, ci cu viteza de deplasare a acului dozei, încît doza piezoelectrică se va comporta asemănător cu cea magnetică. În acest fel, ea poate fi folosită în etajul de intrare al preamplificatorului prevăzut cu corecțiile specificate anterior. Valoarea optimă a rezistenței de încărcare a dozei piezoelectrice este rareori indicată de fabrică; în majoritatea cazurilor se folosește o rezistență cuprinsă între 10 și 200 k Ω. Dacă caracteristica de frecvență nu trebuie modificată, impedanța aleasă poate fi cuprinsă între 1 și 5 M Ω.

Problemele care se pun la proiectarea etajului de intrare sînt legate în principal de alegerea tubului electronic și de stabilirea valorilor elementelor rețelei de egalizare.

Pentru a ușura dimensionarea elementelor componente ale rețelei Z se presupune că etajul de intrare are caracteristică de frecvență liniară, capacitățile parazite ale montajului sînt nule, iar capacitatea de cuplaj C este infinită.

În aceste condiții, dacă impedanța Z are o valoare mult mai mare decît rezistența de sarcină a tubului electronic, astfel ales, încît să permită o amplificare foarte mare, iar rezistența internă a dozei folosite este neglijabilă față de rezistența R (fig. II.4), amplificarea cu reacție a etajului de intrare are expresia: $A = \frac{Z}{R}$. Alegînd pe R corespunzător dozei de reproducere utilizată și impunînd pe A în funcție de sensibilitatea etajului corector de tonalitate, rezultă valoarea lui Z.

Astfel pentru $R = 47$ k Ω și $A = 10$ la frecvența de 1 000 Hz, rezultă $Z = 470$ k Ω. Aceasta este valoarea care se adoptă pentru rezistența R_2. Pentru determinarea celorlalte elemente ale rețelei de egalizare, R_1, C_1 și C_2, se folosesc relațiile dintre acestea și frecvențele f_1, f_2, f_3, care delimitează pantele curbei de egalizare, puse în evidență în fig. 11.5. Acestea sînt următoarele:

$$f_1 = \frac{1}{6{,}28\ R_2C_1}\ ;\ f_2 = \frac{1}{6{,}28\ R_2C_2}\ ;\ f_3 = \frac{1}{6{,}28\ R_1C_1}.$$

În cazul discurilor microșanț ($f_3 = 50$ Hz, $f_1 = 500$ Hz), se poate scrie:

$$C_1 = \frac{159\ 10^3}{500\ 0{,}47} = 680\ \text{pF};\ R_1 = \frac{159\ 10^3}{50\ 680} = 4{,}7\ \text{M}\Omega.$$

Pentru determinarea capacității C_2 se folosește, de obicei, valoarea impusă constantei C_2R_2. Pentru $R_2C_2 = 75$ μs și $R_2 = 470$ k Ω rezultă;

$$C_2 = \frac{75\ 10^6}{470\ 10^3} = 160\ \text{pF}.$$

În condiții reale de funcționare a etajului de intrare (caracteristică de frecvență neliniară, C de valoare finită) este necesară corectarea unora dintre valorile determinate mai sus. Astfel, pentru rezistența R_1 se adoptă o valoare mai mare decît cea rezultată din calcul, spre a compensa scăderea amplificării în domeniul frecvențelor joase cauzată de circuitele folosite pentru decuplarea ecranului și catodului tubului folosit în etajul de intrare (această scădere este cu atît mai mare, cu cît amplificarea la 1 000 Hz este mai mică) și a asigura astfel ridicarea de 18,6 dB la 30Hz, corespunzătoare caracteristicii RIAA. În unele rețele de egalizare R_1 poate chiar să lipsească din această cauză.

În mod asemănător se dimensionează și rețelele pentru discurile de 78 rot/min.

Alegerea tubului electronic folosit în etajul de intrare este condiționată de mărimea amplificării pe care trebuie să o realizeze acesta și de valoarea impusă pentru raportul semnal/zgomot.

Condițiile amintite anterior în legătură cu funcționarea etajului de intrare conduc la alegerea unui tub electronic cu pantă mare, capabil să realizeze o amplificare importantă pe o sarcină mică. În mod obișnuit se utilizează pentode de tip special sau triode în montaj cascodă sau în montaj obiș-

nuit (utilizîndu-se două etaje în cascadă). Printre tuburile folosite se numără pentodele EF80, EF804, EF86; se preferă cele din urmă, deoarece sînt antimicrofonice şi antibrum, încît asigură o valoare corespunzătoare pentru raportul semnal/zgomot.

Montajul prezentat în fig. II.4, care funcţionează cu tub pentodă în condiţiile precizate în acest paragraf, cunoscut sub numele de repetor anodic, are avantajul că prezintă o impedanţă de ieşire de valoare scăzută, fapt care permite funcţionarea normală a etajului corector de tonalitate care urmează.

Montajul cascodă, utilizînd, de obicei, dubla triodă ECC83, oferă avantaje deosebite prin aceea că realizează o amplificare foarte mare, are zgomot propriu mic şi prezintă o capacitate de intrare foarte mică în comparaţie cu cea prezentată de aceeaşi triodă conectată în montaj obişnuit. Ca dezavantaj trebuie semnalat acela al necesităţii alimentării filamentelor în curent continuu (trioda ECC83 avînd un curent de fugă filament-catod de valoare ridicată).

În cazul folosirii a două triode în cascadă, trioda de ieşire se montează ca repetor catodic pentru a asigura o impedanţă mică de ieşire.

c. Folosirea capului de redare al magnetofonului ca sursă de program

Folosirea capului de redare al magnetofonului ca sursă de program impune adoptarea unor măsuri speciale privind conectarea acestuia la etajul de intrare şi corectarea spectrului semnalului înregistrat pe bandă magnetică.

Conectarea capetelor de redare ale magnetofonului la etajul de intrare se realizează direct sau prin intermediul unui transformator ridicător, după cum impedanţa acestora este mare, respectiv de valoare redusă. În cazul conectării acestora prin intermediul unui transformator ridicător se recomandă adoptarea aceloraşi măsuri privind realizarea şi ecranarea transformatorului ca şi în cazul microfoanelor.

Pentru a se obţine o caracteristică de frecvenţă liniară la reproducerea semnalului înregistrat pe bandă magnetică, este necesar să se realizeze corectarea în etajul de intrare al preamplificatorului a curbei realizate la înregistrare. Această corecţie se face conform unor curbe normate dependente de viteza de antrenare a benzii magnetice prin faţa capului de redare.

Corespunzător normelor adoptate, caracteristica de frecvență a etajului de intrare al preamplificatorului de magnetofon are aspectul curbelor din fig. II.7.

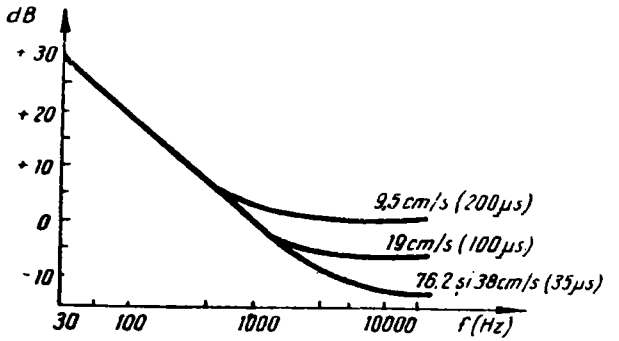


Fig. II.7 Caracteristicile de frecvență normate ale preamplificatorului de magnetofon, pentru patru viteze ale benzii magnetice.

Corectarea curbei de răspuns a semnalului înregistrat pe bandă magnetică se poate realiza în mai multe feluri: prin șuntarea capului de redare cu o rezistență de valoare redusă (în comparație cu impedanța capului), prin utilizarea unui divizor de tensiune dependent de frecvență între etajul de intrare și etajul următor și în sfîrșit, prin realizarea unei reacții negative dependente de frecvență în etajul de intrare sau între etajul de intrare și etajul următor.

Dintre acestea, foarte des utilizată este ultima soluție.

Rețeaua de corecție utilizată în circuitul de reacție negativă, care realizează caracteristica de frecvență a etajului de intrare reprezentată mai sus, este constituită dintr-o rezistență și dintr-o capacitate legate în serie.

Valorile rezistenței și capacității se aleg în așa fel, încît produsul lor să corespundă normelor impuse. În figura II.7 sînt indicate constantele de timp *RC* corespunzătoare diverselor viteze de antrenare a benzii magnetice.

3. ETAJUL CORECTOR DE TONALITATE

Preamplificatoarele de înaltă fidelitate sînt prevăzute cu reglaje separate ale curbei de răspuns în domeniul frecvențelor înalte și joase.

Circuitele folosite în acest scop sînt de tipul divizoarelor dependente de frecvenţă sau al schemelor cu reacţie negativă selectivă.

Un circuit de primul tip este cel reprezentat în fig. II.8.

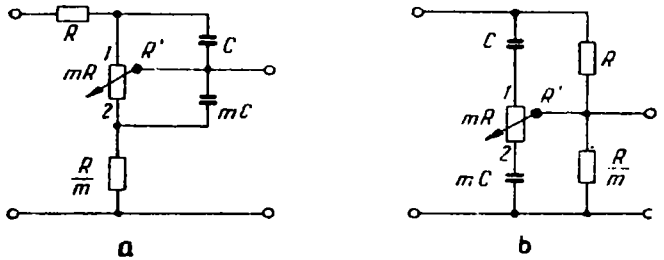


Fig. II.8 Circuite corectoare de tonalitate, pasive:
a — pentru frecvenţe joase; *b* — pentru frecvenţe înalte.

De cele mai multe ori, cele două secţiuni reprezentate în fig. II.8 apar reunite într-un singur circuit, ca în fig. II.9.

Secţiunea din fig. II.8, *a* serveşte pentru reglajul de tonalitate în domeniul frecvenţelor joase, iar cea din fig. II. 8,*b* în domeniul frecvenţelor înalte. Accentuarea maximă a frecvenţelor joase corespunde poziţiei *1* a cursorului potenţiometrului, iar atenuarea maximă poziţiei *2* a acestuia. În ceea ce priveşte frecvenţele înalte, acestea sînt cel mai puţin atenuate cînd cursorul potenţiometrului este în poziţia *1* şi maxim atenuate cînd acesta este în poziţia *2*. La frecvenţe medii, caracteristica de frecvenţă este liniară şi depinde puţin de poziţia cursorului potenţiometrelor.

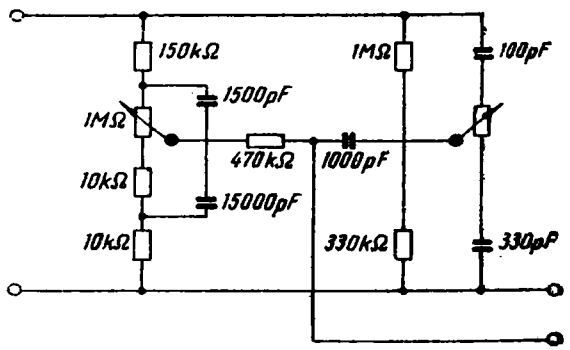


Fig. II.9 Circuit pasiv utilizat pentru corecţia de tonalitate, în domeniul frecvenţelor joase şi înalte.

Pentru compensarea atenuării introduse de circuitele corectoare de tonalitate, acestea se folosesc în scheme cu tuburi electronice.

În fig. II.10, *a* este indicat modul în care se conectează circuitul din fig. II.8 în etajul corector de tonalitate, iar în fig. II.10, *b*, *c*, circuitul din fig. II.9.

În fig. II.11 sînt reprezentate curbele limită de reglare a caracteristicii de frecvență, realizată cu aceste circuite.

Cea mai răspîndită schemă de tipul al doilea, cunoscută sub numele de circuit Baxandall, este reprezentată în fig. II.12 *a*.

Semnalele de frecvență joasă ajung la tubul T_2 prin rețeaua R_1 P_1 R_2 C_1 C_2 R_3. Atenuarea maximă a frecvențelor joase corespunde poziției *2* a cursorului potențiometrului P_1, pentru care semnalul care ajunge la grila tubului T_2 este minim, iar reacția negativă de valoarea cea mai mare. În această situație elementul principal este condensatorul C_2, a cărui reactanță crește cu scăderea frecvenței. Poziției *1* a cursorului îi corespunde accentuarea maximă a frecvențelor joase, semnalul la grila lui T_2 fiind maxim, iar reacția negativă minimă. Între aceste poziții limită sînt o serie de curbe simetrice față de situația corespunzătoare poziției mediane a cursorului potențiometrului P_1. Datorită simetriei, P_1 se alege liniar pentru a avea 0 dB la jumătatea cursei.

Semnalele de frecvență înaltă ajung la grila lui T_2, în principal, prin P_2 și C_3. Cînd cursorul potențiometrului P_2 este în poziția *1*, semnalul care ajunge la T_2 este mare, iar reacția negativă minimă, încît frecvențele înalte sînt accentuate la maxim. Cînd cursorul este în poziția *2*, semnalul transmis este minim, iar reacția negativă maximă încît frecvențele înalte sînt atenuate în cea mai mare măsură. Potențiometrul P_2 este liniar din aceleași motive ca și P_1. Pentru a obține limite mari de reglaj la frecvențe înalte, potențiometrul P_2 are priză mediană la masă; în lipsa acesteia, accentuarea frecvențelor înalte este de aproximativ două ori mai mică.

Conectarea circuitului Baxandall în etajul corector de tonalitate ca în fig. II.12, *a* oferă avantajul unei reacții negative globale; cu toate acestea, de multe ori se preferă o conectare mai simplă, ca în fig. II.12, *b*.

În unele circuite Baxandall se folosesc potențiometre obișnuite, în locul potențiometrului special P_2, punctul me-

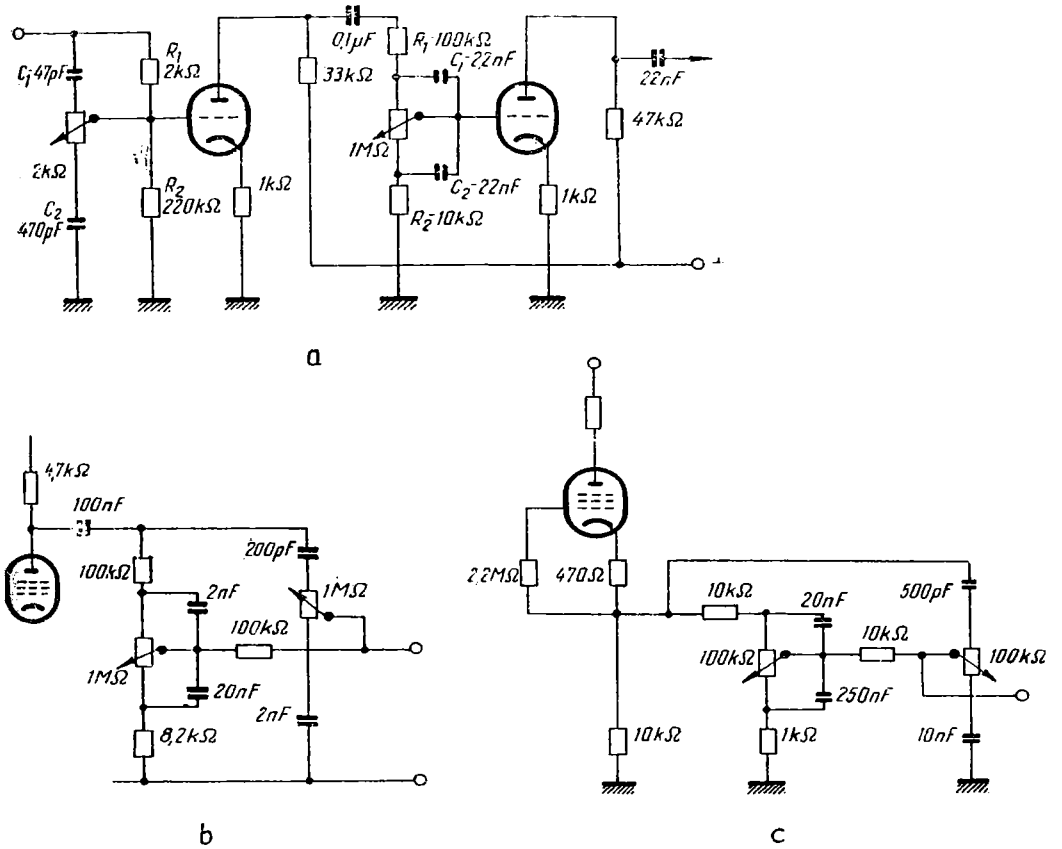


Fig.II.10 Etaj corector de tonalitate:
a — utilizînd circuitele din fig. II. 8, *a*, *b*; *b*, *c* — utilizînd circuitul din fig. II. 9

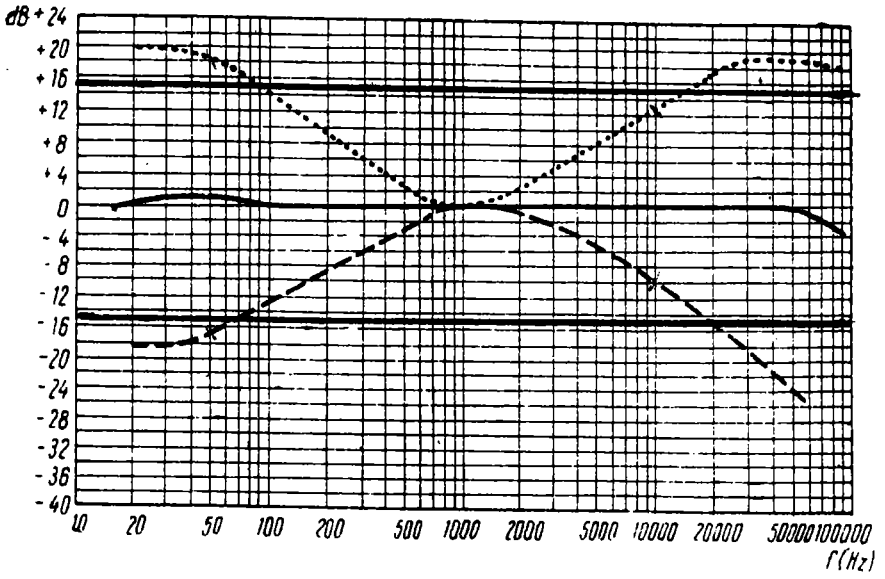


Fig.II.11 Curbele limită de reglare a caracteristicii de frecvenţă ale etajului din fig.II.10, *b*, *c*.

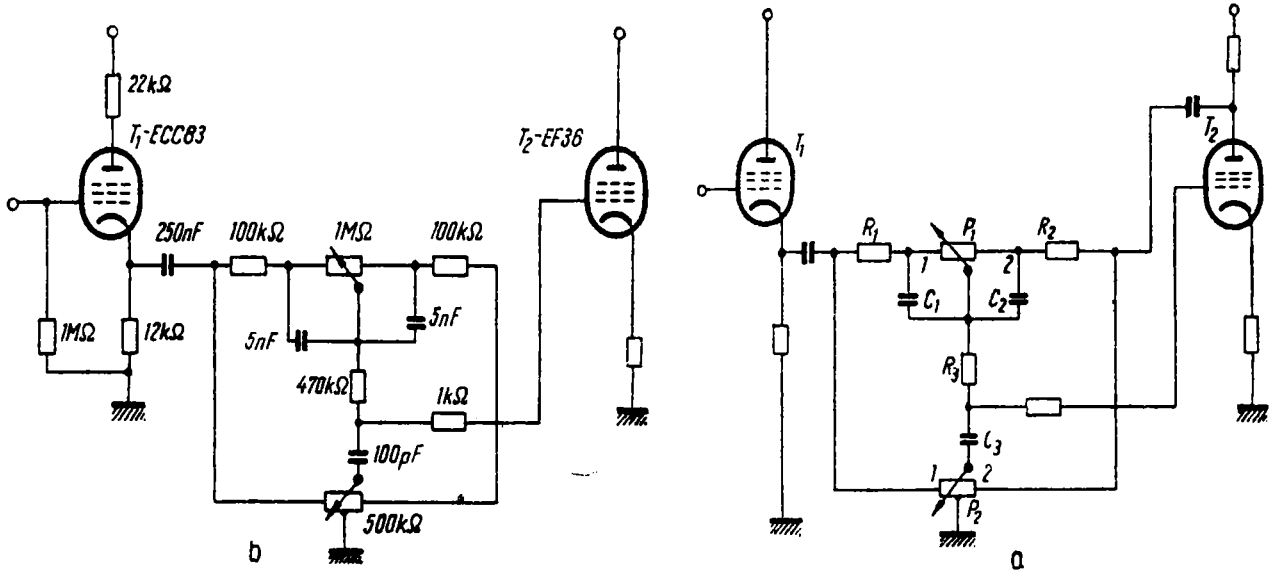


Fig.II.12 Etajul corector de tonalitate folosind un circuit Baxandall:
a — variantă de conectare a circuitului Baxandall; *b* — altă variantă.

dian realizîndu-se prin intermediul unor elemente auxiliare, cum se vede în fig. II.13.

În fig. II.14 sînt reprezentate curbele de corecţie obţinute cu un circuit Baxandall.

Unele scheme de etaje corectoare sînt prevăzute cu posibilitatea de a varia frecvenţa la care începe corecţia. Acest lucru se foloseşte rar, deoarece schemele devin mult prea complexe, iar efectele nu sînt deosebite.

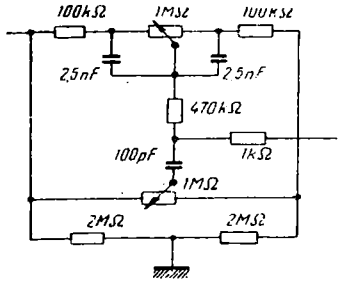


Fig.II.13 Variantă a circuitului Baxandall folosind un potenţiometru obişnuit pentru corectarea frecvenţelor înalte.

Pentru a uşura determinarea elementelor circuitului reprezentat în fig. II.8 se presupune că acesta nu este încărcat cu rezistenţa de grilă a tubului T_2 şi nu influenţează funcţionarea circuitului precedent.

În mod obişnuit se impun frecvenţele limită ale benzii de corectat f_j şi f_i şi atenuările a_j şi a_i care trebuie realizate la aceste frecvenţe. Pornind de la acestea, se determină valoarea rezistenţelor şi condensatoarelor folosind expresii analitice sau curbe. Curbele folosite în acest scop reprezintă variaţia atenuării în funcţie de mărimea x, pentru diverse

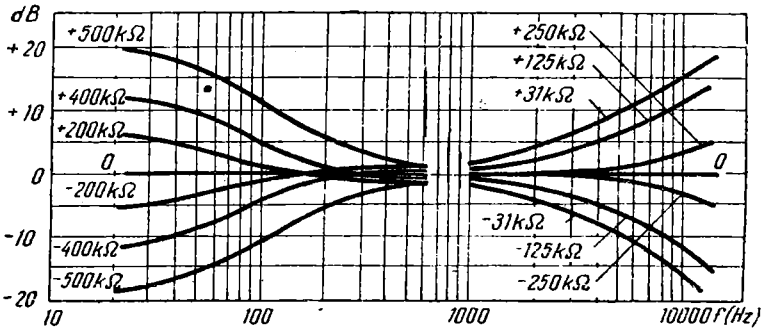


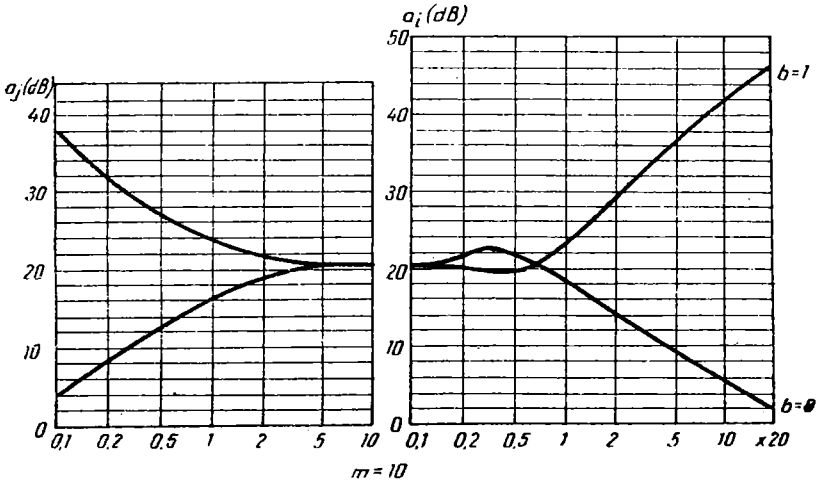
Fig.II.14 Curbele limită de reglare a caracteristicii de frecvenţă ale etajului corector de tonalitate cu circuit Baxandall.

valori ale lui b şi m; b este raportul dîntre porţiunea variabilă a potenţiometrelor şi valoarea lor totală:

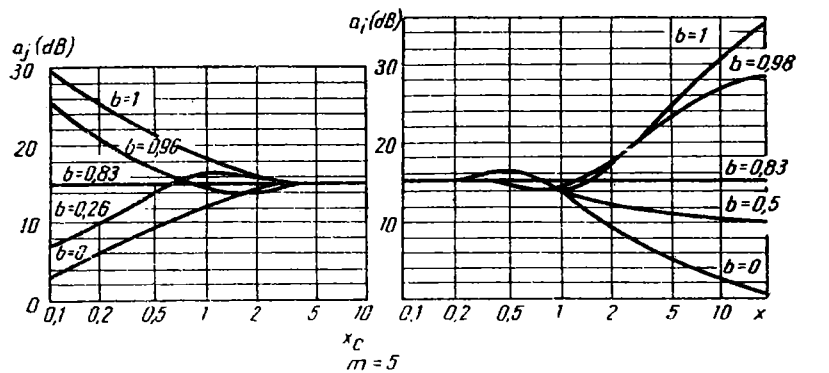
$b = \frac{B'}{mR}$ pentru frecvenţe joase; $b = \frac{R'}{R}$ pentru frecvenţe

înalte ($b = 1$ corespunde la accentuarea maximă, iar $b = 0$ la atenuarea maximă), iar $x = CR$. Mărimile m, C, R sînt cele notate pe figură.

Pentru b, a_j, a_i, f, m date, din curbele menționate se determină x. Alegînd o valoare potrivită pentru R, în conformitate cu ipoteza făcută mai sus (în mod obișnuit de ordinul zecilor sau sutelor de kiloohmi), se determină valoarea lui C.



a



b

Fig.II.15 Curbele de atenuare ale circuitului corector de tonalitate pasiv (fig. II.8):
a — pentru $m = 10$; *b* — pentru $m = 5$.

Rezistența de separație dintre cele două secțiuni ale circuitului din fig. II.9 se alege în așa fel, încît acestea să nu se influențeze reciproc. Obișnuit, rezistența de separație se alege impunînd condiția: $R_3 \approx 10\ R_2$.

În fig. II.15 sînt reprezentate curbele de atenuare pentru $m = 5$ și $m = 10$, două valori utilizate curent în practică; o valoare mai mare a lui m permite obținerea unor limite de reglaj mai mari, dar atrage după sine necesitatea unei amplificări sporite a etajului, greu de realizat în practică.

În ceea ce privește tuburile electronice, se utilizează, de obicei, pentoda EF86, montată ca repetor anodic, trioda ECC83 etc.

Dimensionarea elementelor unui circuit de tipul celui reprezentat în fig. II.12 este mai dificilă, funcționarea schemei fiind mai complexă. În general, rezistențele R_1 și R_2 sînt egale (avînd o valoare de 10 ori mai mică decît P_1), capacitățile C_1 și C_2 de asemenea, avînd valori cuprinse între 2,5 și 5 nF. Potențiometrul P_2 are valoare de două ori mai mică decît P_1, în mod obișnuit. Rezistența R_3 se ia de valoare mare pentru buna funcționare a circuitului.

Funcționarea optimă a circuitului are loc în cazul în care etajul precedent are impedanță mică de ieșire.

4. ETAJUL DE IEȘIRE

Etajul de ieșire este în mod obișnuit un repetor catodic. Impedanța de ieșire de valoare scăzută a acestuia permite folosirea unui cablu lung pentru legătura cu amplificatorul de putere, fără a modifica curba de răspuns a preamplificatorului.

În vederea conectării la ieșirea repetorului catodic a unor filtre separatoare de canale, care reprezintă o impedanță mică de sarcină (sub 5 k Ω), se iau unele precauții, pentru a limita creșterea distorsiunii de intermodulație a etajului; printre acestea pot fi menționate: utilizarea unui tub cu pantă mare, folosirea unei rezistențe catodice de valoare cît mai mare posibil etc.

5. FILTRUL TRECE-SUS

Realizat după scheme diverse, filtrul trece-sus asigură o tăiere rapidă a frecvențelor sub 30 Hz, evitîndu-se astfel apariția unei distorsiuni de intermodulație, cauzată de zgomotele de origină mecanică ale picupului.

Acest efect se obţine în modul cel mai simplu prin alegerea rezistenţei R_1, din etajul de intrare, de valoare potrivită şi prin micşorarea capacităţii de cuplaj a acestuia cu etajul următor şi a capacităţilor din circuitele de catod şi ecran. Pentru ca micşorarea capacităţii de cuplaj să nu deranjeze funcţionarea reţelei de egalizare, se adoptă un montaj de tipul celui reprezentat în fig. II.16.

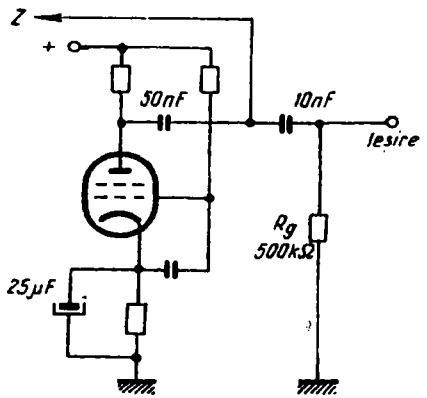


Fig.II.16 Schemă a etajului de intrare care permite atenuarea frecvenţelor joase.

În unele preamplificatoare de înaltă fidelitate se foloseşte un filtru dublu T în acest scop, branşat în circuitul de reacţie negativă al unui tub, cum se vede în fig. II.17, *a*. Circuitul *RC* din figură, a cărui frecvenţă de tăiere este de 30 Hz,

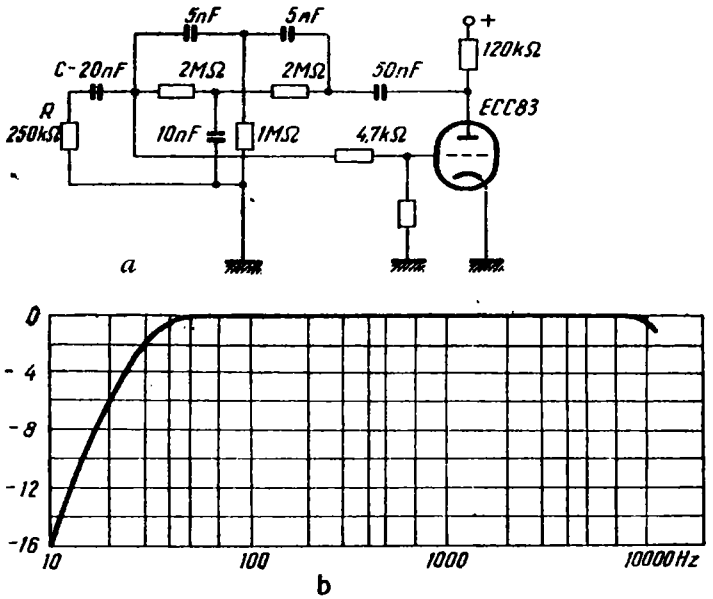


Fig.II.17 Filtru trece-sus:
a — schema filtrului trece-sus; *b* — curba de atenuare realizată de filtru.

completează acțiunea filtrului dublu T. În fig. II.17, *b* este reprezentată curba de atenuare a filtrului trece-sus.

Filtrul trece-sus este tot mai puțin utilizat în preamplificatoarele de înaltă fidelitate, ca urmare a creșterii calității picupurilor, care nu mai prezintă zgomote de origină mecanică.

6. FILTRUL TRECE-JOS

În preamplificatoarele de înaltă fidelitate se întîlnesc filtre trece-jos constituite dintr-o celulă în π, realizată cu elemente L, C, ca în fig. II.18.

O ameliorare adusă acesteia constă în dispunerea unei capacități în paralel pe inductanță, ceea ce permie obținerea unei pante de atenuare de 50 dB/octavă.

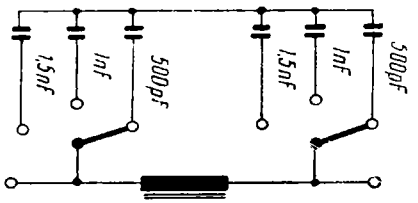


Fig.II.18 Filtru trece-jos de tip *LC*.

Se întîlnește, de asemenea, o schemă cu reacție negativă selectivă, de tipul celei prezentate în fig. II.19.

Reacția negativă selectivă se realizează prin intermediul capacității C_1. Pentru mărirea pantei de atenuare se folosește circuitul R_2C_2 R_3C_3.

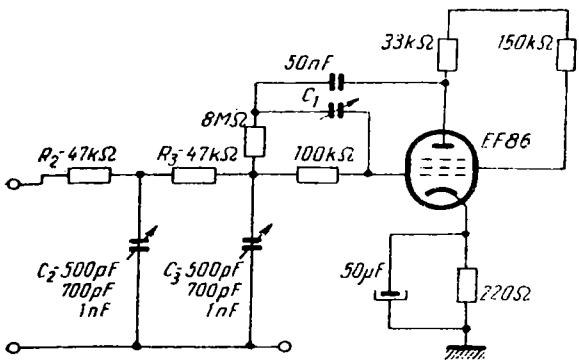


Fig.II.19 Filtru trece-jos activ.

Utilitatea filtrului trece-jos este legată de calitatea discurilor folosite; în cazul discurilor de calitate mai scăzută el este strict necesar.

Discurile realizate în ultima vreme însă, nu necesită intervenția acestui filtru, încît el apare tot mai rar în schemele moderne de preamplificatoare de înaltă fidelitate.

La înlăturarea filtrului trece-jos contribuie și un factor de natură subiectivă și anume acela că suprimarea frecvențelor înalte produce o impresie sonoră mult mai puțin plăcută decît reproducerea unei benzi largi de frecvență, chiar dacă există și un ușor zgomot de fond.

7. REGLAJUL DE VOLUM

În mod obișnuit, în scopul reglării tăriei sonore se utilizează un potențiometru, de preferință logaritmic, plasat la intrarea etajului de ieșire sau la ieșirea acestuia; se preferă prima soluție, care permite realizarea unei impedanțe de ieșire de valoare mică și constantă. Uneori potențiometrul de volum se conectează la intrarea etajului corector de tonalitate.

Întrucît senzația auditivă depinde de tăria sunetului și de frecvența acestuia, conform curbelor Fletcher-Munson, unii autori recomandă folosirea unui regulator de volum avînd o acțiune selectivă asupra frecvențelor reproduse (accentuarea frecvențelor joase în cazul nivelelor mici de ascultare); este vorba de așa-numita comandă de volum cu compensare de ton (cu compensare fiziologică).

Asemenea dispozitiv se întîlnește tot mai rar în preamplificatoarele de înaltă fidelitate, din următoarele considerente: acest dispozitiv presupune că fiecare poziție a potențiometrului de volum corespunde unui nivel sonor bine determinat; ori, acesta este în funcție de: dimensiunile și acustica încăperii în care se ascultă, difuzorul și cutia de difuzor utilizate, nivelul furnizat de sursa de program, care sînt factori variabili și în consecință nu pot fi luați în considerație de către constructorul preamplificatorului. În afară de aceasta, curbele Fletcher-Munson sînt curbe medii, care pot să difere în măsură importantă de curbele reale de variație a senzației cu excitația ale unui ascultător oarecare; în sfîrșit, din punct de vedere practic, este dificil de a realiza un circuit electric a cărui curbă de răspuns să reproducă riguros curbele urechii.

Din aceste motive se preferă să se lase ascultătorului posibilitatea de a regla tăria sonoră în funcție de frecvență, după dorință, utilizînd în acest scop etajul corector de tonalitate.

Celelalte dispozitive menționate se folosesc doar în situații speciale, fiind relativ complexe și costisitoare.

De reţinut faptul, că toate acestea, precum şi filtrele trece-jos, trece-sus, se introduc în circuitul preamplificatorului doar în caz de necesitate, cu ajutorul unor comutatoare.

8. PREAMPLIFICATOARE

Schemele de preamplificatoare de înaltă fidelitate realizate cu tranzistoare reproduc, în general, pe cele echipate cu tuburi electronice, deosebirea dintre ele constînd doar în valoarea diferită a elementelor utilizate. Cu toate acestea şi cu tot progresul obţinut în construcţia tranzistoarelor, performanţele realizate de schemele cu tuburi electronice sînt totuşi superioare pînă în prezent. Aceasta se datoreşte unor particularităţi ale tranzistoarelor, care provoacă dificultăţi în folosirea lor, în ceea ce priveşte domeniul de utilizare şi posibilităţile de exploatare. Printre acestea pot fi menţionate următoarele: în primul rînd, imposibilitatea obţinerii unor tensiuni de ieşire de valoare ridicată; schemele cu tranzistoare, datorită sarcinilor reduse şi tensiunilor de alimentare mici, nu permit amplificarea unor tensiuni la fel de mari cu cele întîlnite în schemele cu tuburi electronice; în al doilea rînd, instabilitatea performanţelor tranzistoarelor în funcţie de variaţia temperaturii şi a tensiunilor de alimentare, precum şi de diferenţele de fabricaţie existente între parametrii tranzistoarelor de acelaşi tip; în al treilea rînd, dificultatea realizării unui raport semnal/zgomot corespunzător cerinţelor, datorită zgomotului propriu al tranzistoriului (acesta poate fi redus adoptînd măsuri speciale, printre care selecţionarea tranzistoarelor cu factor de zgomot redus, alegerea — în măsura posibilităţilor — a valorii optime pentru rezistenţa internă a sursei de modulaţie care se conectează la intrarea preamplificatorului etc.). În ceea ce priveşte raportul semnal/zgomot, tranzistoarele sînt dintr-un punct de vedere superioare tuburilor electronice, prin aceea că nu au microfonie, nu sînt sensibile la cîmpuri magnetice parazite, nu necesită încălzire şi deci nu intervine brumul. Acest ultim fapt a condus la utilizarea, cu rezultate bune, a tranzistoarelor în etajul de intrare al preamplificatoarelor. Din cauza valorii reduse a tensiunilor pe care le pot amplifica tranzistoarele, cu distorsiuni mici, de multe ori acestea se folosesc în scheme mixte împreună cu tuburile electronice; semnalul furnizat de doza de redare este preamplificat în etajele cu tranzistoare plasate în apropierea acesteia, apoi sînt amplificate şi corec-

tate în etaje cu tuburi electronice legate prin cablu de primele.

Există însă şi scheme de preamplificatoare realizate în întregime cu tranzistoare.

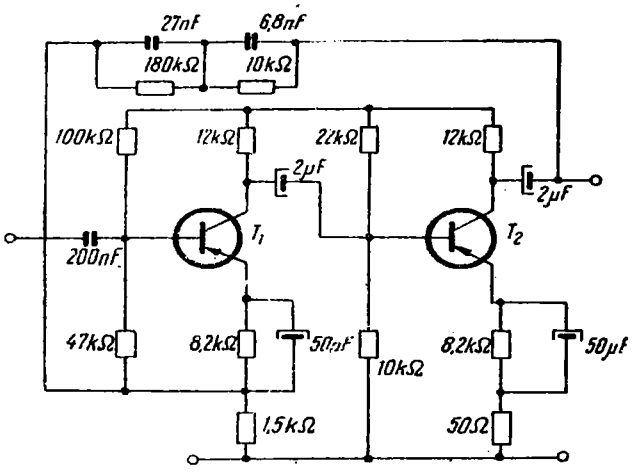


Fig.II.20 Etaj de intrare cu tranzistoare utilizat în preamplificatoare.

În fig. II.20 este reprezentată schema unui etaj de intrare. Se remarcă reţeaua de egalizare, care lucrează pe principiul reacţiei negative selective, întocmai ca în schemele cu tuburi electronice.

În ceea ce priveşte alegerea tranzistoarelor şi dimensionarea elementelor schemei, se impun anumite precauţii necesare pentru funcţionarea optimă a acesteia. Astfel, a) punctul de funcţionare a tranzistorului trebuie să corespundă unei tensiuni mici de colector şi unui curent de emitor de valoare redusă (acestea înseamnă factor de zgomot mic); rezistenţa sursei de program trebuie să fie mică pentru a nu dăuna raportului semnal/zgomot (valoarea optimă a acesteia este, în general, cuprinsă între 500 şi 1 000 Ω); cu cît curentul de emitor este mai mic, cu atît rezistenţa sursei de program poate fi mai mare; b) tranzistorul utilizat în etajul de intrare trebuie să aibă factor de amplificare în curent mare, frecvenţă de tăiere ridicată, ceea ce conduce la un factor de zgomot redus; c) pentru o bună stabilitate termică a tranzistorului trebuie ca rezistenţa introdusă în circuitul de emitor să fie de valoare mare. Uneori, pentru mărirea stabilităţii în funcţie de temperatură şi de dispesia de fabricaţie a tranzistoarelor,

o parte a rezistenței de emitor — de valoare mică în raport cu rezistența internă a sursei de program — nu se decuplează. Aceasta contribuie și la mărirea impedanței de intrare a

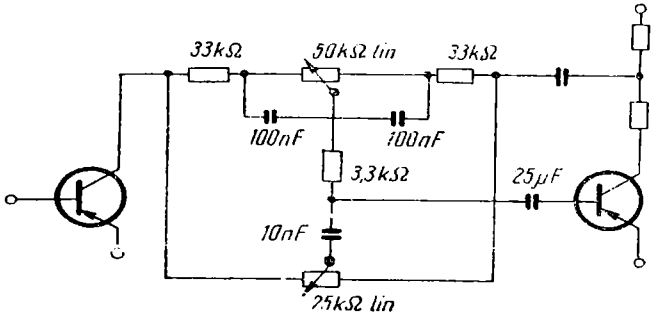


Fig.II.21 Etaj corector de tonalitate Baxandall realizat cu tranzistoare.

etajului, necesară în cazul utilizării unei surse de modulație cu rezistență mare (doză piezoelectrică, de exemplu).

În ceea ce privește schemele etajelor corectoare de tonalitate, acestea sînt asemănătoare celor cu tuburi electronice. Pentru reglajul de tonalitate se folosesc în mod obișnuit cele două tipuri de circuite descrise într-un paragraf anterior.

În fig. II.21 este reprezentată schema unui circuit de tonalitate Baxandall.

Din cauza impedanțelor mici de intrare și mari de ieșire, pe care le prezintă schemele folosind tranzistoare în montaj cu emitorul comun (montajul folosit în mod curent), performanțele circuitului menționat diferă de cele realizate folosind scheme cu tuburi electronice. Astfel, plaja de reglare la frecvențe joase și înalte are limitele — 14 dB și + 12 dB la 50 Hz și respectiv 10 kHz, în cazul schemei din figura de mai sus.

Celelalte secțiuni ale preamplificatorului se realizează în mod similar celor folosite în preamplificatoarele cu tuburi electronice, datorită stabilității, simplității și posibilității de adaptare a acestora în schemele cu tranzistoare. Performanțele obținute sînt de același ordin de mărime.

O dificultate apare în legătură cu reglajul de volum, din cauza impedanțelor de intrare de valoare mică pe care le prezintă tranzistoarele în montaj cu emitorul comun. O soluție constă în introducerea potențiometrelor de volum în circuitul de colector sau între bază și emitor etc.

Capitolul III

AMPLIFICATOARE DE PUTERE DE ÎNALTĂ FIDELITATE

1. ELEMENTE COMPONENTE

Amplificatoarele de putere destinate ansamblurilor moderne de reproducere sonoră se compun, în mod obişnuit, din următoarele etaje:

— etajul de intrare, care amplifică în tensiune semnalul furnizat de preamplificator, servind totodată pentru aplicarea reacţiei negative globale; uneori, în funcţie de schema amplificatorului de putere, etajul de intrare funcţionează şi ca inversor de fază;

— etajul inversor de fază sau defazor, care transformă semnalul de la intrare în două tensiuni egale şi în opoziţie de fază, necesare pentru excitarea tuburilor etajului final;

— etajul final, care furnizează puterea de audiofrecvenţă difuzorului, prin intermediul transformatorului de ieşire.

În afară de aceste etaje, amplificatorul de putere mai conţine uneori şi alte elemente, cum sînt:

— etajul prefinal, care amplifică în tensiune semnalele furnizate de etajul inversor de fază pînă la valoarea necesară funcţionării normale a etajului final;

— filtre separatoare de canale, conectate la ieşirea etajului final sau la intrarea amplificatorului de putere, în scopul reproducerii corecte a întregii game de frecvenţă.

2. ETAJUL DE INTRARE

La majoritatea amplificatoarelor, acesta este un etaj de amplificare *RC* obişnuit, realizat cu triodă sau pentodă.

În unele cazuri, etajul de intrare este realizat cu o dublă triodă conectată în montaj simetric, în scopul reducerii zgomotului, cum se vede în fig. III.1.

Din punctul de vedere al tensiunii alternative utile, tubul T_2 este pasiv; el nu este atacat cu semnal şi nu furnizează tensiune în circuitul anodic. Din cauza simetriei montajului, zgomotul tuburilor se anulează. În curent continuu cele două tuburi au acelaşi punct de funcţionare.

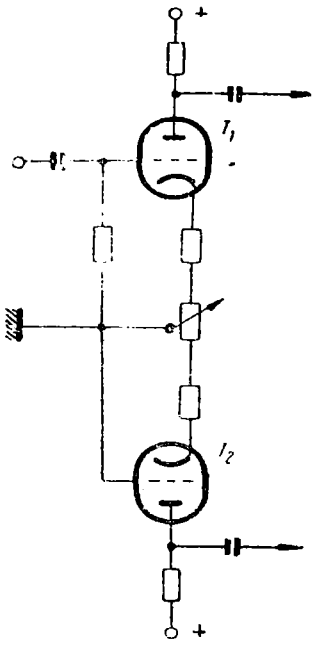


Fig.III.1 Etaj de intrare simetric utilizat în amplificatoarele de putere.

Dimensionarea elementelor etajului se face în ambele cazuri ca la orice etaj de amplificare obişnuit.

Etajul de intrare funcţionează şi ca inversor de fază, în special în cazul în care acesta din urmă este de tipul defazorului, utilizînd o fracţiune din tensiunea de reacţie negativă globală a amplificatorului, sau de tip parafază.

3. ETAJUL INVERSOR DE FAZĂ

Cerinţele impuse unui etaj inversor de fază sînt următoarele:

— să furnizeze tensiuni în opoziţie de fază şi egale ca mărime;

— să realizeze condiţia de amplitudine şi de fază pentru tensiunile de ieşire, într-o bandă foarte largă de frecvenţe;

— să prezinte o mare simetrie în circuitele de ieşire, ceea ce duce la eliminarea unor defecte de filtraj sau zgomote parazite şi reduce riscurile de oscilaţie parazită la frecvenţe foarte joase;

— să furnizeze tensiuni continue, egale, măsurate în circuitul de ieşire al tuburilor inversorului de fază, ceea ce permite eventuala folosire a unui cuplaj direct cu etajul care urmează;

— să realizeze o amplificare mare, fapt care conduce la obţinerea puterii nominale cu un număr redus de etaje în amplificatorul de putere, ceea ce permite realizarea unei caracteristici de fază corespunzătoare şi deci posibilitatea folosirii unei reacţii negative globale puternice;

— să furnizeze tensiuni de ieşire avînd acelaşi factor de distorsiune neliniară şi de valoare redusă; în mod obişnuit

se urmăreşte micşorarea în cît mai mare măsură a factorilor de distorsiune neliniară, egalitatea acestora fiind greu de realizat;

— să aibă o funcţionare stabilă şi să se regleze relativ simplu.

Dintre acestea, primele două caracteristici sînt determinante pentru calitatea etajului inversor de fază.

Trebuie să se precizeze că schemele de inversoare de fază existente nu îndeplinesc cerinţele menţionate în totalitatea lor. Nici chiar inversoarele de fază utilizate în amplificatoarele de înaltă fidelitate nu realizează acest lucru, totuşi, datorită unor scheme deosebite, ele se apropie în mare măsură de caracteristicile amintite.

În amplificatoarele de putere de înaltă fidelitate se utilizează etaje inversoare de fază de o mare varietate. Printre acestea pot fi menţionate: catodina, bicatodul, parafaza, inversorul cu cuplaj catodic, defazorul anodic, inversorul utilizînd o fracţiune a tensiunii de reacţie negativă etc.

În cele ce urmează, vor fi prezentate, pe scurt, principalele tipuri de etaje inversoare de fază menţionate.

a. Inversorul de fază catodină

Schema inversorului de fază catodină, cunoscut şi sub numele de inversor de fază cu sarcina repartizată, este reprezentată în fig. III.2.

Tensiunea de intrare aplicată între grilă şi masă provoacă apariţia unui curent care circulă prin rezistenţele R_a şi R_c de valoare egală, producînd pe acestea căderi de tensiune egale şi în opoziţie de fază. Tensiunile de ieşire apar între bornele *1*, *2* şi masă.

Din cauza rezistenţelor de ieşire inegale, în circuitul anodic şi catodic, precum şi a capacităţilor diferite, catodina prezintă o accentuată asimetrie la frecvenţe înalte. Pentru înlăturarea acestui neajuns, uneori se utilizează o catodină perfecţionată, de tipul celei reprezentate în fig. III.3.

Perfecţionarea constă în realizarea unor impedanţe de ieşire egale, prin introducerea în serie cu grila tubului final, cuplat la catodul catodinei, a unei rezistenţe potrivit aleasă ca mărime. Soluţia este totuşi greoaie şi se utilizează relativ rar în amplificatoarele de înaltă fidelitate.

Pentru dimensionarea elementelor schemei şi stabilirea regimului de funcţionare a tubului, se procedează ca la orice

etaj de amplificare obișnuit. Valoarea rezistențelor R_2 și R_c depinde de tensiunea filament-catod admisă în cazul tubului folosit și de amplificarea ce trebuie realizată. Pentru o amplificare apropiată de unitate este necesară o valoare cît mai mare

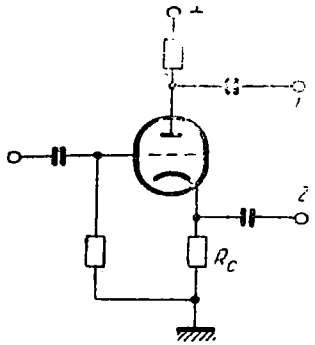


Fig. III.2. Inversor de fază catodină.

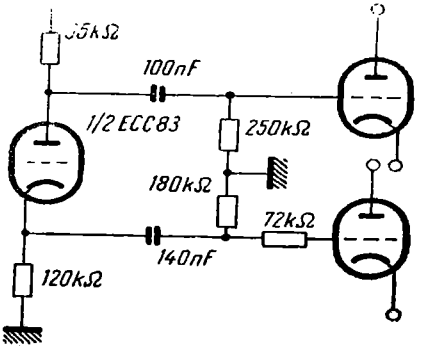


Fig. III.3. Inversor de fază catodină cu rezistențe de ieșire egale.

pentru R_a și R_c, cum rezultă din relația $A = \frac{R_1}{R_i + R_1 + (\mu + 1) R_2}$, unde $R_1 = R_2 = \frac{R_a \cdot R_g}{R_a + R_g}$, R_g fiind rezistența din grila tubului următor.

Cu cît R_a și R_c sînt mai mari însă, cu atît diferă mai mult cele două rezistențe de ieșire, ale căror expresii sînt următoarele: $r_a = R_1$ în circuitul anodic și $r_c = \frac{R_1 + R_i}{\mu + 1}$ în circuitul catodic. În mod obișnuit, R_a și R_c se aleg de ordinul zecilor de kiloohmi.

În ceea ce privește tubul folosit, se recomandă utilizarea unei triode cu coeficient mare de amplificare. Deoarece de multe ori se preferă o tensiune de lucru filament-catod de valoare redusă (în scopul evitării efectului supărător al brumului), este de dorit ca tubul folosit să aibă curent mic, pentru a realiza acest deziderat, chiar în condițiile folosirii unei rezistențe mari în catod. Tubul cel mai des folosit este dubla triodă ECC83 (6H2П) care satisface ambele condiții menționate. În afara acestui tub se folosesc și altele, printre care: ECC81, EC92, 6H1П.

În fig. III.4. este prezentată schema unui catodine realizată cu tubul ECC83, iar în fig. III.5—variația distorsiunii armonice, în funcție de tensiunea de intrare aplicată tubului.

În tabela III.1 sînt prezentate date ale aceleeași scheme, realizată cu tuburile menționate.

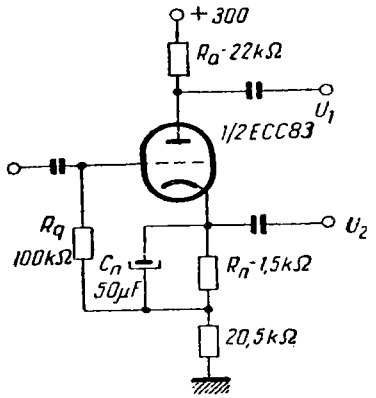


Fig. III.4. Schemă cu valori ale inversorului de fază catodină.

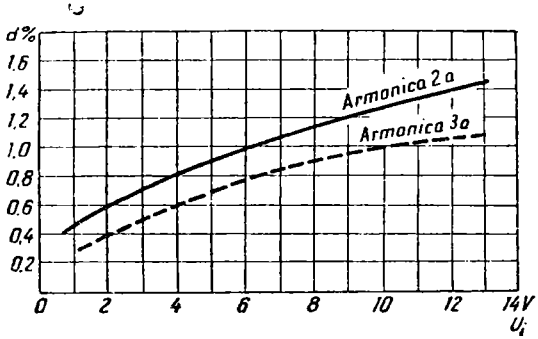


Fig. III.5. Variația cu tensiunea de intrare a distorsiunii armonice a schemei din fig. III.4.

Tabela III.1

	ECC81	EC92	6H2П	6НПП
Rezistența anodică și catodică $R_a = R_c$, kΩ	80	80	100	10
Rezistența de negativare R_n, kΩ	3	3	3	2
Rezistența de grilă R_g, MΩ	1	1	1	0,5
Tensiunile de ieșire U_1, U_2 pentru 0,5% distorsiune armonică	29	26	29	
Amplificarea	0,95	0,95	0,95	0,95
Tensiunea bateriei anodice, V	250	250	250	290

În ceea ce privește rezistența de grilă, aceasta se alege de valoare cît mai mare (în limitele admise pentru tubul respectiv), în scopul păstrării simetriei tensiunilor de ieșire la toate frecvențele.

b. Inversorul de fază bicatod

Bicatodul este o formă perfecționată a inversorului de fază catodină. El se compune dintr-o catodină obișnuită și un repetor catodic: schema de principiu a inversorului bicatod este prezentată în fig. III.6.

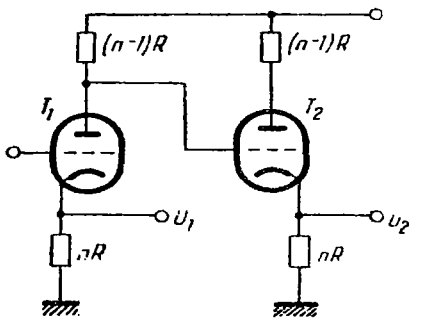


Fig. III.6. Inversor de fază bicatod.

Tensiunea aplicată la grila tubului T_1 se regăsește cu aceeași fază în catodul acesteia și în antifază în anod.

Tensiunea din anod se aplică la grila tubului T_2 și se regăsește în fază în catodul acesteia. Cele două tensiuni egale și în opoziție de fază se obțin în catozii celor două tuburi. Se remarcă simetria perfectă a celor două ieșiri, ceea ce face ca acest defazor să aibă performanțe superioare.

La alegerea tuburilor și dimensionarea elementelor schemei se procedează în mod asemănător ca în cazul catodinei. O problemă specială este cea relativă la repartizarea sarcinii totale R în anod și catod.

Se demonstrează ușor că pentru a obține tensiuni de ieșire egale ($U_1 = U_2$), trebuie ca n să satisfacă relația: $n = \frac{A - 1}{2A}$, unde $A = \frac{R}{R_i + R}\mu$, R fiind rezistența totală de sarcină.

Folosind un tub cu μ mare, se poate considera $n = 0{,}5$, fără mare eroare; în acest caz, cele două rezistențe din anod și catod sînt egale.

Considerînd tubul ECC83 cu $R = 100$ kΩ, $R_i = 80$ kΩ și $\mu = 100$, rezultă $A = 60$ și $n = 0{,}49$; aceasta înseamnă

că $R_a = 51\text{k}\,\Omega$, iar $R_c = 49\ \text{k}\,\Omega$, deci aproximativ de valoare egală. Inegalitatea dintre acestea crește, folosind, de exemplu, tubul ECC82, care are μ mic. În acest caz, pentru $A = 14$ rezultă $n = 0{,}46$ și în consecință $R_a = 54\ \text{k}\,\Omega$, iar $R_c = 46\ \text{k}\Omega$.

c. Inversorul de fază cu cuplaj catodic

Acesta este unul din montajele cel mai des întîlnite în schemele amplificatoarelor de înaltă fidelitate. În fig. III.7 este prezentată schema acestuia.

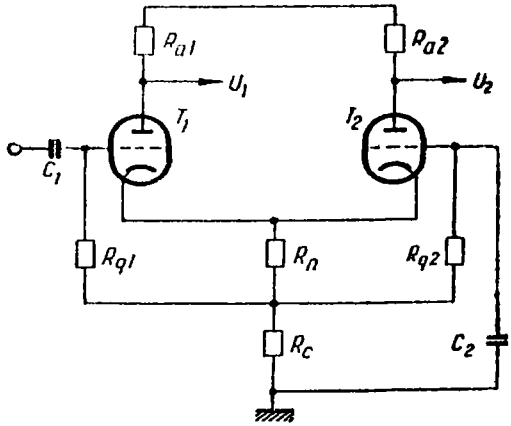


Fig. III.7. Inversor de fază cu cuplaj catodic.

În fig. III.8 este prezentată schema unei variante foarte mult folosită în cazul cuplajului direct al tubului T_1 cu etajul precedent.

Tensiunea utilă care se aplică la grila tubului T_1 provoacă apariția unei tensiuni în fază U_c, la bornele rezistenței R_c comune. Deoarece tubul T_2 este conectat cu grila la masă, tensiunea de excitație a acestuia este egală cu U_c și de polaritate contrară. În acest fel, în cei doi anozi rezultă tensiuni în opoziție de fază U_1 și U_2.

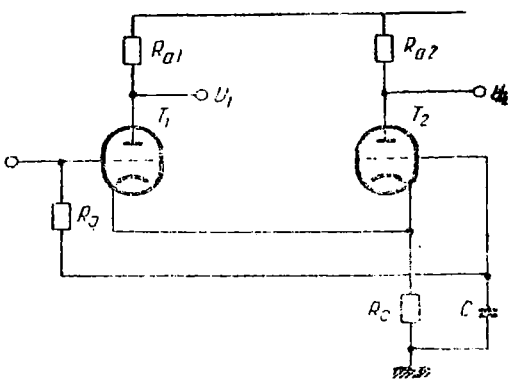


Fig. III.8. Variantă a inversorului de fază cu cuplaj catodic.

Montajul funcționează cu un dezechilibru sistematic, fără de care nu ar fi tensiune alternativă pe catozi și deci tubul T_2 nu ar fi excitat. Pentru funcționarea normală a schemei trebuie ca, curentul anodic al tubului T_1 să fie mai mare decît acela al tubului T_2. Pentru a realiza egalitatea riguroasă

a tensiunilor de ieşire, rezistenţa anodică a tubului T_2 se alege uneori mai mare decît cea a tubului T_1. Această soluţie prezintă o serie de dezavantaje, printre care inegalitatea impedanţelor de ieşire etc. Uneori, egalitatea tensiunilor de ieşire se realizează incluzînd o rezistenţă în serie cu ieşirea tubului T_1; pentru a nu afecta egalitatea fazelor, se şuntează rezistenţa adăugată cu un trimer, a cărui valoare se determină experimental. În mod obişnuit se adoptă valori egale pentru rezistenţele anodice, inegalitatea tensiunilor de ieşire reducîndu-se în măsură suficientă prin folosirea unei rezistenţe catodice de valoare mare.

Problema principală în proiectarea acestor montaje constă în alegerea unei valori corespunzătoare pentru rezistenţa din catod. Se demonstrează uşor că valoarea acesteia este dată de relaţia $R_c = \frac{(R_i + R_1)}{(1 - \alpha)(1 + \mu)}$, în care $\alpha = \frac{U_1}{U_2}$ şi $R_1 = \frac{R_a \cdot R_g}{R_a + R_g}$. Pentru o egalitate perfectă a tensiunilor de ieşire ($\alpha = 1$) rezultă o valoare infinit de mare pentru rezistenţa catodică; acest lucru fiind imposibil de realizat în practică, se impune o valoare pentru α cît mai apropiată de unitate, pentru care rezultă rezistenţa catodică necesară. Valoarea acesteia este limitată de tensiunea admisibilă filament-catod (U_{fc}), care variază în general între 100 şi 180 V, în funcţie de tubul folosit. Alegînd valoarea lui R_c, convenabilă din punctul de vedere al egalităţii tensiunilor de ieşire, se verifică dacă nu se depăşeşte tensiunea U_{fc}, cu ajutorul relaţiei $U_c = 2 R_c I_{a0} < U_{fc}$, în care I_{a0} este curentul continuu din punctul de funcţionare fixat pentru tuburile T_1 şi T_2.

În condiţiile unui dezechilibru neînsemnat, amplificarea celor două tuburi este egală şi are expresia $A = \frac{R_1 \mu}{2(R_i + R_1)}$. Aceasta serveşte pentru dimensionarea rezistenţelor anodice, care în mod obişnuit au valori de ordinul zecilor de kiloohmi.

Valorile lui R_g şi C se aleg cît mai mari, pentru a micşora astfel defazajul între tensiunile de ieşire în domeniul frecvenţelor joase. În mod obişnuit se alege o valoare mai mare decît 0,25 s pentru produsul CR_g.

Tuburile recomandabile sînt cele cu μ mare şi curent mic. Foarte bine se comportă într-un asemenea montaj dubla triodă ECC83 (6H2П). În tabela III.2 sînt prezentate datele schemelor reprezentate în fig. III.6, *a* şi III.6,*b*.

Tabela III.2

	ECC83	6H2П	6H1П
Rezistențele anodice $R_{a1} = R_{a2}$, kΩ	100	150	100
Rezistențele de grilă $R_{g1} = R_{g2}$, kΩ	100	$R_{g1} = 1\,000$	$R_{g1} = 1\,000$
Rezistența de negativare R_n, kΩ	0,75	0	0
Rezistența catodică comună R_c kΩ	10	82	82
Condensatoarele de cuplaj $C_1 = C_2$ μF		0,05	0,1
Tensiunile de ieșire $U_1 = U_2$, V, pentru distorsiune 0,5%	20	10	11
Amplificarea	25		
Tensiunea anodică, V	300	350	280

În fig. III.9 sînt reprezentate curbele de variație a tensiunilor de ieșire și distorsiunii armonice (în funcție de tensiunea de intrare), corespunzător montajului din fig. III.7.

Un alt montaj de inversor de fază cu cuplaj catodic utilizat în amplificatoarele de înaltă fidelitate este cel reprezentat în fig. III.10.

Spre deosebire de montajul precedent, acesta are avantajul că grila tubului T_2 este conectată la masă direct. Echilibrul montajului se apreciază cu ajutorul relației $\alpha = \frac{a-b}{a+b}$, în care:

$$a = R_i + R_a + (\mu + 1)R_g;\ b = R_i + R_a:\ R_a = R_{a1} = R_{a2};$$
$$R_i = R_{i1} = R_{i2};\ \mu = \mu_1 = \mu_2.$$

Folosind tubul ECC83 cu $R_a = 100$ kΩ, $R_g = 2$ kΩ, $\mu = 100$, $R_i = 60$ kΩ se obține $\alpha = 0{,}9972$, adică un dezechilibru de 0,88%, ceea ce este foarte puțin.

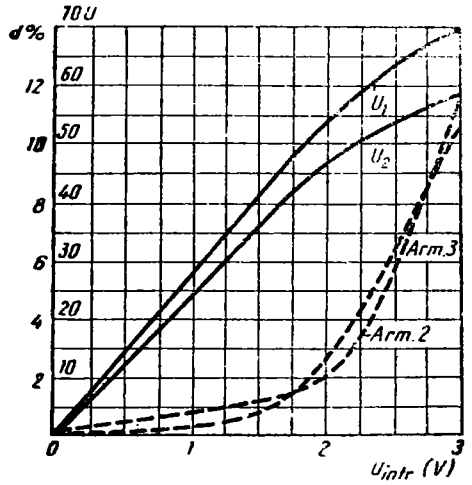


Fig. III.9. Variația cu tensiunea de intrare a distorsiunii armonice și a tensiunilor de ieșire pentru schema din fig. III.7.

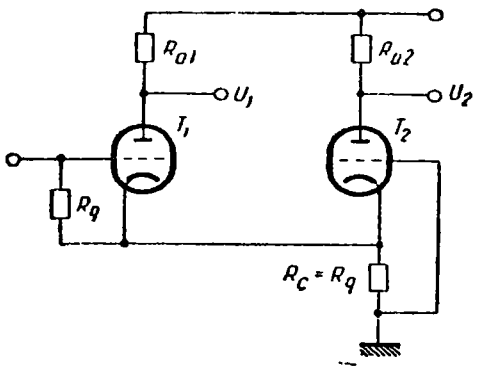


Fig. III.10. Inversor de fază cu cuplaj catodic, fără condensator de grilă.

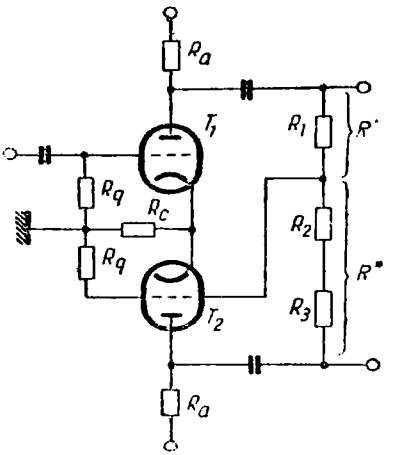


Fig. III.11. Inversor de fază paralaza.

d. Inversorul parafază

Realizat în multe variante, acest tip de inversor este folosit adesea în amplificatoarele de înaltă fidelitate. Una dintre schemele întîlnite uneori este cea reprezentată în fig. III.11.

Tensiunea alternativă utilă se aplică la grila tubului T_1; tensiunea care excită tubul T_2 se obține pe rezistența R_2 cu ajutorul divizorului constituit din rezistențele R_1, R_2 și R_3. Tensiunile de ieșire se obțin în anozii celor două tuburi.

Schema prezintă proprietatea de autoechilibrare; la o variație a unei tensiuni de ieșire provocată de o cauză oarecare, curentul mediu prin rezistența R_2 variază în așa fel, încît echilibrul se restabilește. Uneori rezistența R_2 lipsește, alteori este înlocuită printr-un potențiometru cu care se reglează valoarea rezistențelor R'' și R' necesare pentru obținerea echilibrului. Schema în care R_1, R_2, R_3 sînt mult mai mari decît R_a și R_i se întîlnește în literatură sub numele de defazor anodic. În unele variante, joncțiunea dintre R_2 și R_3 se leagă la masă.

Determinarea elementelor R_1, R_2 și R_3 se face în așa fel încît cele două tensiuni de ieșire să fie egale. Pentru echilibrarea acestora trebuie îndeplinită condiția: $R' = R''\left(1 + \frac{2}{A-1}\right)$, unde $R' = R_1$, iar $R'' = R_2 + R_3$.

Între elementele menționate există și alte relații, care pot fi folosite în dimensionare și anume: $R_1 + R_2 = R_3$ și $\frac{R_2}{R_3} = \frac{1}{A_1}$.

Presupunînd $A_2 = 50$, $R'' = 1\text{M}\,\Omega$, rezultă: $R' = 960\text{ k}\,\Omega$, $R_3 = 980\text{ k}\,\Omega$, $R_2 = 20\text{ k}\,\Omega$. Amplificările celor două etaje sînt egale și sînt date de relația $A_1 = A_2 = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}$.

Tuburile folosite sînt pentode sau triode în funcție de valoarea necesară a amplificării; ca pentode se utilizează EF86, EF40. Triodele utilizate în mod curent sînt ECC83, ECC82, ECC81, 6H2П.

În defazorul anodic se folosește, de obicei, tubul ECC82 care are rezistență internă mică și permite folosirea unor rezistențe anodice de asemenea de valoare redusă.

În tabela III.3 sînt prezentate date ale unor inversoare parafază.

Tabela III.3

	ECC83	ECC82	ECC81	ECC83
Rezistențele anodice R_a, kΩ	100	200	100	220
Rezistențele de grilă $R_{g1} = R_{g2}$, MΩ	0,5	1	1	1
Rezistența catodică R_c, kΩ	0,75	0,5	1	0,8
Rezistența R_1, MΩ	0,47	1,02	1,03	1
Rezistența R_2, kΩ	100	~14,5	~21	0
Rezistența R_3, kΩ	470	~985	~979	1 000
Condensatoarele $C_1 = C_2$, μF	0,1	20 nF	20 nF	47 nF
Tensiunile de ieșire pentru 0,5% distorsiune armonică, V		11,5	5,3	9
Amplificarea	40	68	46	
Tensiunea anodică, V	300	250	250	350

e. Inversor de fază utilizînd o fracțiune din tensiunea de reacție negativă

Acesta este un inversor de fază mult folosit în ultima vreme în amplificatoarele de înaltă fidelitate, care furnizează tensiuni de ieșire în antifază, de valoare riguros egală.

În fig. III.12 este prezentată schema unui asemenea inversor de fază.

Tensiunea utilă se aplică la grila tubului T_1. În absența reacției, tubul T_2 este excitat de tensiunea care ia naștere

pe rezistența r provocată de tensiunea U_i. Cum tensiunile care excită tuburile T_1 și T_2 sînt inegale, la fel vor fi și tensiunile de ieșire ale acestora. Prin folosirea reacției, tensiunea aplicată între grila și catodul tubului T_1 ($U_i - U_c$), se micșorează iar tensiunea care excită tubul T_2 (U_c') crește. Din cele spuse se întrevede posibilitatea obținerii unor tensiuni de excitație egale pentru cele două tuburi, aducînd în catodul tubului lui T_1, prin reacție, o tensiune de valoare potrivită. Dacă tuburile sînt identice, iar celelalte elemente ale schemei egale, tensiunile de ieșire au valori riguros egale.

Egalitatea tensiunilor de excitație se obține pentru o anumită valoare a rezistenței r.

Dimensionarea rezistențelor r și R_c se face în funcție de negativarea stabilită pentru tuburi, corespunzător punctului de funcționare ales și necesitatea asigurării egalității tensiunilor de excitație a celor două tuburi. Ultima condiție conduce la relația: $r = \frac{R}{2A} - \frac{R_c}{2}$, valabilă cînd $A \gg 1$ și $r + R_c \ll R$, unde R este rezistența din circuitul de reacție negativă, iar A — amplificarea în tensiune a întregului amplificator. Pentru $A = 20$ $R = 12$ kΩ, $R_c = 500\ \Omega$ rezultă $r = 50\ \Omega$.

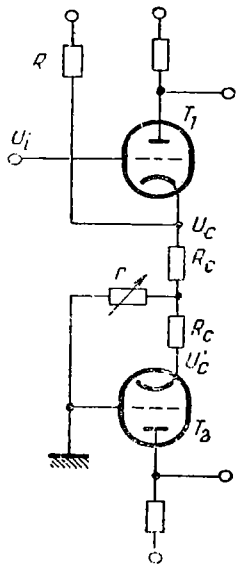


Fig. III.12. Inversor de fază utilizînd o fracțiune din tensiunea de reacție negativă.

Presupunînd că se cunoaște mărimea reacției, exprimată în decibeli, rezistența r se poate determina în funcție de aceasta folosind o relație simplă, dar aproximativă: $r = \frac{R_c}{a - 2}$, valabilă pentru $a \gg 1$, unde $a = \frac{\text{amplificarea fără reacție}}{\text{amplificarea cu reacție}}$.

Valoarea obținută este orientativă, urmînd ca mărimea exactă a lui r să se ajusteze pe cale experimentală.

Celelalte elemente ale etajului se determină în mod obișnuit.

Un alt montaj care utilizează tensiunea de reacție pentru a obține tensiuni de ieșire egale este cel reprezentat în fig. III.13.

Tensiunea de intrare se aplică simultan la grila tubului T_1 şi în catodul tubului T_2. Reacţia negativă se aplică la grila tubului lui T_2 prin intermediul lui R şi r, iar în catodul lui T_1 prin intermediul rezistenţelor R şi R_{c1}. Alegînd pentru rezistenţa r valoarea potrivită, tensiunile de excitaţie a celor două tuburi sînt egale şi ca urmare şi tensiunile de ieşire.

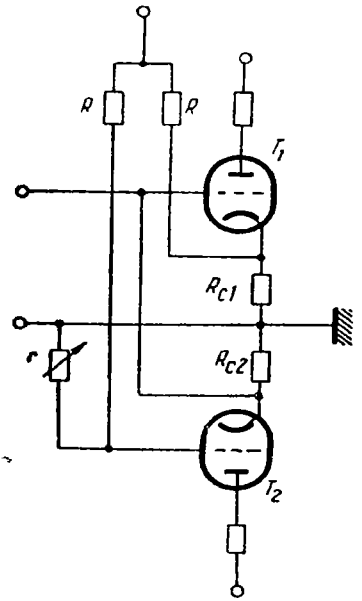


Fig. III.13. Inversor de fază folosind tensiunea de reacţie negativă.

Rezistenţa r are o valoare optimă din punctul de vedere al distorsiunii armonice a amplificatorului, care corespunde echilibrului optim de funcţionare.

Problema specială care se pune la dimensionarea acestui montaj este aceea a determinării rezistenţei r. Se poate demonstra că legătura dintre aceasta şi celelalte elemente ale schemei, corespunzătoare echilibru, lui optim, este dată de expresia:

$$r = \frac{KR + 2AR_c}{A(K + 1)},$$

unde

$$K = \frac{R_c}{R_i + R_a + \mu R_c},$$

iar A este amplificarea în tensiune a amplificatorului în care funcţionează defazorul. Pentru $R = R_a = 200\,\text{k}\Omega$, $R_i = 10\,\text{k}\Omega$, $R_c = 2\text{k}\Omega$, $A = 20$ şi $\mu = 50$, rezultă $r = 5{,}45\,\text{k}\Omega$.

f. Comparaţie între diferite tipuri de inversoare de fază utilizate în amplificatoarele de înaltă fidelitate

Pentru a uşura compararea între diferitele tipuri de inversoare de fază, în tabela III.4 sînt prezentate principalele caracteristici ale montajelor descrise anterior.

Tabela III.4

Tipul	Avantaje	Dezavantaje
Catodină fig.III.2	Tensiuni egale în antifază depinzînd de egalitatea $R_a = R_c$; — Distorsiuni neliniare foarte mici din cauza reacției negative puternice (cele mai mici) — Simplitate, ușurință de reglaj, stabilitate în funcționare — Schimbarea parametrilor tubului influențează la fel cele două ieșiri	— Amplificare subunitară — Inegalitatea impedanțelor de ieșire, deci asimetria tensiunilor de ieșire în special la frecvențe înalte — Inegalitatea tensiunilor continue din circuitele de ieșire — Asimetria la frecvențe înalte, provocată de capacitatea filament — catod
Bicatod fig.III.6	— Tensiuni de ieșire egale și în antifază depinzînd de valoarea lui n — Impedanțe de ieșire egale și de valoare scăzută — Simetrie perfectă într-o bandă largă de frecvențe — Distorsiune neliniară redusă (ca la catodină) — Tensiuni continue de ieșire egală și de valoare mică	— Amplificare subunitară
Inversor de fază cu cuplaj catodic fig. III.7	— Impedanțe de ieșire egale pentru $R_{a1} = R_{a2}$ — Tensiuni continue egale — Simetrie perfectă în circuitele de ieșire, dacă $R_{a1} = R_{a2}$ — Distorsiuni neliniare mici datorită reacției din catod — Proprietate de autoechilibrare, dacă R_c este foarte mare, schimbarea parametrilor tubului T_2 fiind puțin importantă	— Inegalitatea sistematică a tensiunilor de ieșire (pentru R_c mare aceasta este neglijabilă) — Necesitatea unei tensiuni anodice mari (din cauza lui R_c mare) — Prezența unei rezistențe mari în catod creează o tensiune mare între filament și catod și, de asemenea, riscul unui brum puternic la îmbătrînirea tuburilor

Tabela III.4 (continuare)

Tipul	Avantaje	Desavantaje
fig.III.10	— Amplificare mare — Are toate avantajele şi dezavantajele menţionate în cazul inversorului de fază din fig.III.7 — Asigură funcţionarea independentă de frecvenţă într-o gamă foarte largă (lipseşte C_g)	— Manifestarea unor tendinţe de acroşaj ca un multivibrator — Impedanţe de ieşire de valoare mare — Asimetrie la frecvenţe înalte din cauza capacităţii filament-catod — Necesită o polarizare de valoare critică — Impedanţă mică de intrare
Parafază fig.III.11	— Tensiuni de ieşire riguros egale — Impedanţe de ieşire egale — Simetrie în circuitele de ieşire — Amplificare mare — Tendinţă de autoechilibrare (deci independenţă de tuburi)	— Asimetrie la frecvenţe joase şi înalte — Impedanţe de ieşire de valoare mare
Inversor de fază folosind o parte din tensiunea de reacţie negativă fig.III.12	— Tensiuni de ieşire riguros egale într-o bandă largă de frecvenţă — Impedanţe de ieşire egale — Tensiuni continue egale — Simetrie în circuitele de ieşire — Amplificare mare — Distorsiuni mici, datorită principiului defuncţionare şi reacţiei din catod — Lucrează cu tensiuni anodice mici	— Impedanţe de ieşire mari

Tabela III.4 (continuare

Tipul	Avantaje	Desavantaje
fig.III.13	— Aceleași avantaje ca în cazul inversorului din fig. III.12	— Impedanță mică de intrare: aceasta este dată practic de R_{c2}, încît este necesar un etaj repetor catodic la intrare

4. ETAJUL PREFINAL

Utilizarea etajului prefinal este necesară în cazul folosirii în amplificator a unui inversor de fază cu amplificare redusă (catodină, bicatod etc.) și de asemenea în cazul conectării sarcinii în circuitul catodic al tuburilor finale.

Etajul prefinal se caracterizează, în general, printr-o amplificare mare, simetrie perfectă în gama frecvențelor transmise, distorsiune neliniară de valoare redusă.

În amplificatoarele de înaltă fidelitate se folosesc în mod obișnuit două tipuri de scheme pentru realizarea etajului prefinal, și anume: montajul diferențial și montajul utilizînd două etaje de amplificare obișnuite conectate la cele două ieșiri ale inversorului de fază.

În cazul etajelor finale cu ieșire pe catod se utilizează uneori un etaj prefinal de tip special folosind o legătură de reacție pozitivă.

Foarte des întîlnit este montajul diferențial reprezentat în fig. III.14.

Tensiunile în antifază furnizate de defazor se aplică la grilele tuburilor T_1 și T_2 și apar amplificate în anozii acestora. Rezistența R_c servește pentru negativarea triodelor, iar R pentru reducerea dezechilibrului accidental al celor două tuburi. Uneori, rezistența R lipsește. De asemenea, în majoritatea cazurilor, lipsesc și condensatoarele C_1 și C_2, cuplajul etajului prefinal cu inversorul de fază făcîndu-se direct. În această situație, pentru a evita efectele variației curenților defazorului asupra simetriei tensiunilor de la ieșirea etajului prefinal, se folosește polarizarea separată a tuburilor etajului prefinal (fig. III.15).

Rezistenţele R_c şi R se aleg în funcţie de polarizarea impusă tuburilor. Rezistenţa R are o valoarea de ordinul zecilor de kiloohmi, pentru a asigura un mare grad de stabilitate a schemei. Capacităţile din catod se aleg de valoare mare,

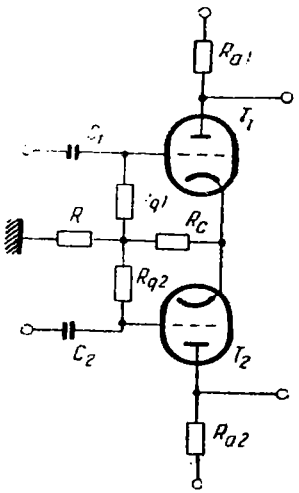


Fig. III.14. Etaj prefinal realizat în montaj diferenţial.

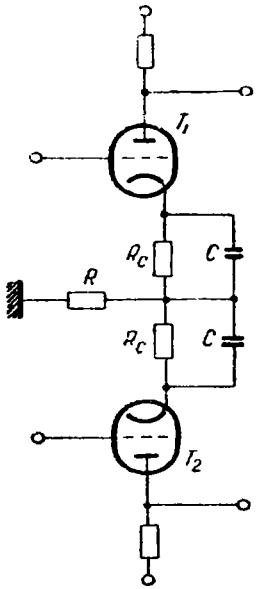


Fig. III.15. Variantă a etajului prefinal realizat în montaj diferenţial.

pentru a asigura un cuplaj bun al catozilor în curent alternativ pînă la frecvenţe joase. Rezistenţele anodice se aleg în funcţie de amplificarea impusă etajului, care se determină folosind relaţia $A = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}$. În tabela III.5 sînt prezentate date ale unor etaje prefinale.

Celălalt tip de montaj menţionat este reprezentat în fig. III.16. După cum se vede, este vorba de două etaje de amplificare obişnuite.

Un montaj special, folosit în amplificatoarele fără transformator de ieşire şi în unele tipuri de amplificatoare cu sarcină catodică, este cel reprezentat principial în fig. III.17.

Utilizarea acestui montaj este justificată de faptul că el furnizează o tensiune alternativă importantă pentru exci-

tarea etajului final de tip repetor catodic, căruia îi este asociat întotdeauna, fără a recurge la tensiuni de polarizare înalte și la rezistențe de sarcină deosebit de mari ca valoare, cum se obișnuiește adesea în etajul prefinal.

Obținerea rezultatelor menționate se explică prin funcționarea în condiții speciale a tubului prefinal, provocată de întoarcerea tensiunii alternative din catodul tubului final în

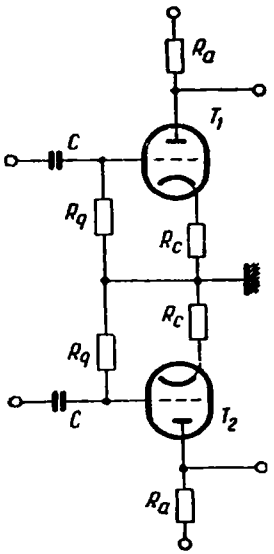


Fig.III.16. Etaj prefinal folosind două etaje de amplificare obișnuite.

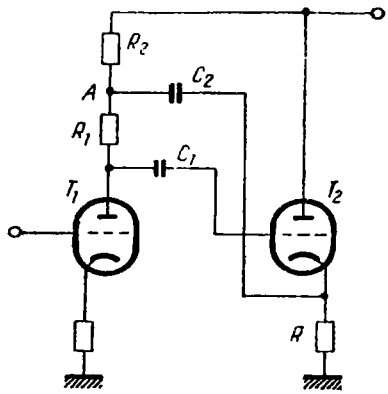


Fig.III.17. Etaj prefinal de tip special, folosind reacția pozitivă.

anodul tubului prefinal. Astfel crește foarte mult rezistența aparentă de sarcină a tubului prefinal în comparație cu rezistența fizică introdusă în circuit, ceea ce are ca urmare faptul că amplificarea acestuia tinde spre valoarea coeficientului de amplificare. De asemenea, tensiunea de alimentare a etajului prefinal, considerată în punctul *A*, este constituită din suprapunerea tensiunii continue produsă de sursa anodică și a tensiunii alternative furnizată de etajul final, ceea ce face posibilă obținerea unei tensiuni alternative în anodul tubului prefinal de amplitudine superioară tensiunii continue de alimentare.

În ceea ce privește elementele schemei, acestea se dimensionează în funcție de mărimea tensiunii alternative necesară la ieșire. Relația dintre tensiunea de intrare și ieșire ale etajului prefinal, adică amplificarea acestuia, este urmă-

toarea: $\frac{U_{ies}}{U_{intr}} = A = \frac{\mu}{1 + R_i/r}$, în care R_i şi μ sînt rezistenţa internă a tubului prefinal, respectiv coeficientul de amplificare al acestuia în punctul de funcţionare stabilit iniţial, iar r este rezistenţa de sarcină aparentă a tubului; mărimea lui r depinde de rezistenţa de sarcină R şi de amplificarea etajului final, a: $r = \frac{R_i}{1 - a}$. Alegînd un punct de funcţionare, deci pe R_i şi μ, rezultă pentru un anumit A, valoarea necesară a lui r; cunoscînd amplificarea repetorului catodic, rezultă valoarea rezistenţei de sarcină R_1. Condensatorul C_2 are o capacitate foarte mare, pentru a nu influenţa funcţionarea schemei pînă la frecvenţele cele mai joase. În mod obişnuit, valoarea condensatorului C_2 se alege de ordinul microfarazilor şi zecilor de microfarazi. Rezistenţa R_2, folosită pentru a nu se scurtcircuita tensiunea de ieşire a repetorului catodic prin condensatorul C_2, se alege pe baza unui compromis; aceasta trebuie să fie de valoare mică, pentru a nu reduce tensiunea de alimentare a etajului prefinal, dar totodată suficient de mare pentru a nu şunta rezistenţa de sarcină a etajului final. De obicei se alege de 5—10 ori mai mare decît rezistenţa de sarcină a repetorului catodic.

5. ETAJUL FINAL

Etajul final al amplificatoarelor de putere de înaltă fidelitate este realizat în montaj contratimp după scheme obişnuite, dar mai ales după scheme speciale, care contribuie la obţinerea unor performanţe deosebite. Printre acestea din urmă se numără; montajul cu sarcină catodică totală, montajul cu sarcină distribuită, montajul fără transformator de ieşire ş.a.

În general, etajul final al amplificatoarelor de putere de înaltă fidelitate funcţionează în clasă AB, iar uneori în clasă A; în clasă B funcţionează doar etajele finale studiate special.

a. **Montajul cu sarcină catodică totală**

Etajul final reprezentat în fig. III. 18, la care impedanţa de sarcină apare în circuitul catodic al tuburilor finale, constituie un montaj cu sarcină catodică totală.

Tabela III.5

	ECC83	ECC82	6H2П	EL84
Rezistența anodică R_a, k Ω	180	100	180	15
Rezistența catodică R_c, k Ω	0	0	33	0
Rezistența R, k Ω	68	1,5	51	0,4
Rezistențele de grilă R_g, M Ω	1	1	1	1
Condensatoarele $C_1 = C_2 = C$, μF	0	0,1	0	0,1
Condensatorul C, μF	0	0	100	0
Tensiunea de intrare, V	0,58	4	0,43	8
Tensiunea de ieșire, V	7,2	100	5	112
Amplificarea	12,5	25	11,5	14
Tensiunea anodică, V	320	550	320	450

Caracteristicile montajului cu sarcină catodică totală, determinate de reacţia negativă totală de curent şi de proprietăţile etajului cu ieşirea pe catod, sînt:

— distorsiune neliniară şi de frecvenţă de valoare foarte mică;

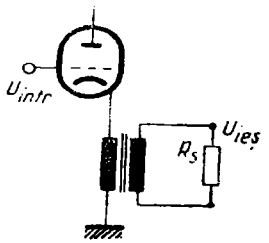


Fig. III.18. Schema de principiu a etajului final în montaj cu sarcină catodică totală.

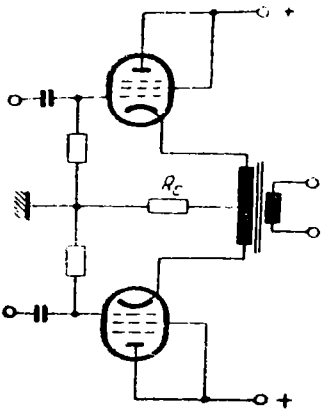


Fig. III.19. Etaj final în montaj cu sarcină catodică totală.

— rezistenţă de ieşire extrem de mică, realizîndu-se factori de amortizare de ordinul sutelor;

— impedanţă de intrare mare;

— defazaj nul între tensiunea de ieşire şi cea de intrare.

Printre inconvenientele montajului trebuie să se menţioneze amplificarea subunitară în tensiune şi randamentul scăzut. Pentru a realiza puteri de ieşire comparabile cu cele furnizate de montajele cu sarcină anodică, este necesar ca etajul final cu ieşire pe catod să fie excitat cu o tensiune foarte mare. Astfel, pentru obţinerea unei puteri de ordinul a 10—20 W este necesară o tensiune de excitaţie de 100—200 V, lucru în general greu de obţinut cu distorsiuni mici. Acesta este de altfel principalul motiv pentru care montajul cu sarcină catodică totală este folosit relativ rar în amplificatoarele de înaltă fidelitate.

Există mai multe tipuri de montaje cu sarcină catodică totală, dintre care mai răspîndit este cel reprezentat în fig. III.19. Acesta se realizează în diverse forme, în funcţie de puterea solicitată montajului. În mod obişnuit, tuburile fi-

nale sînt pentode care lucrează în contratimp (de multe ori acestea sînt conectate ca triode). Uneori, tuburile finale se conectează în paralel în scopul obţinerii unei puteri mari.

În fig. III.20 este reprezentată schema unui montaj realizat cu pentode.

Un alt tip de montaj cu sarcină catodică totală este aşa numitul montaj în contratimp-paralel, a cărui schemă de principiu este reprezentată în fig. III.21.

Se observă că tuburile sînt în paralel din punct de vedere al curentului alternativ. În acest fel curenţii alternativi ai celor două tuburi, circulă în acelaşi sens în rezistenţa de sarcină R_s şi efectele lor se adună. Componentele continue ale curenţilor anodici ai celor două tuburi trec prin rezistenţa de sarcină în sens contrar.

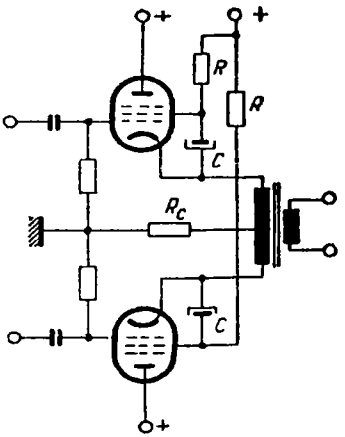


Fig. III.20. Variantă a etajului final în montaj cu sarcină catodică totală.

Spre deosebire de tipul descris anterior, rezistenţa de ieşire a acestui montaj este de patru ori mai mică, ceea ce înseamnă condiţii mai avantajoase de funcţionare. O îmbunătăţire adusă schemei constă în înlocuirea transformatorului de ieşire printr-un autotransformator cu priză mediană, ceea ce conduce la micşorarea distorsiunii provocată la frecvenţe înalte de inductanţa de scăpări şi capacitatea transformatorului de ieşire.

Neajunsul acestui tip de montaj constă în necesitatea utilizării a două redresoare anodice izolate unul de altul.

Alegerea tuburilor finale constituie o problemă esenţială pentru buna funcţionare a montajului. Se recomandă folosirea unor tuburi cu pantă mare şi rezistenţă internă de valoare redusă, care să necesite o impedanţă de sarcină cît mai mică posibil. În aceste condiţii, amplificarea fără reacţie a etajului este foarte mare, încît efectele reacţiei negative sînt eficace, iar puterea de ieşire este, de asemenea, mare. Valoarea impedanţei de sarcină este mai puţin critică decît în montajul cu sarcină anodică, din cauza reacţiei negative puternice. În consecinţă, ea ar putea fi aleasă mai mică decît

impedanţa optimă de sarcină, fără ca funcţionarea montajului să aibă de suferit (puterea de ieşire chiar ar creşte pentru aceeaşi tensiune de excitaţie, conform relaţiei $P = \frac{U^2}{R}$). Nu se procedează însă în acest fel, deoarece avantajele mon-

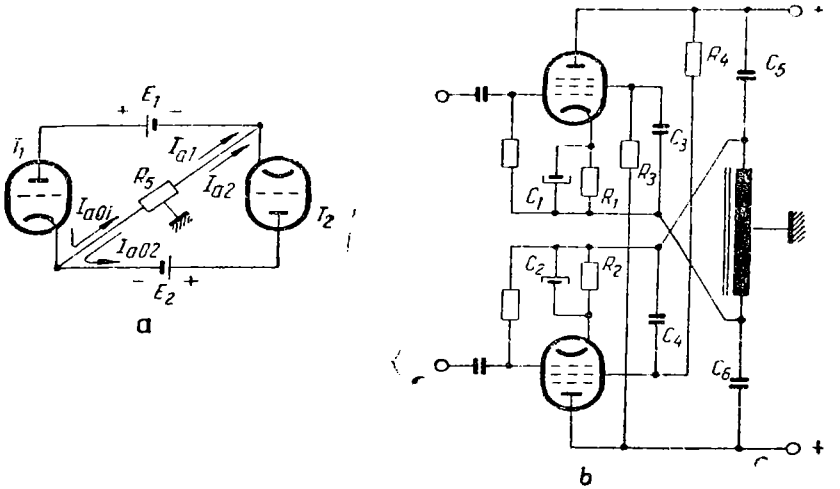


Fig.III.21. Etaj final în montaj cu sarcină catodică totală de tip contratimp paralel:
a — schema de principiu; *b* — schema de realizare.

tajului ar fi mai puţin evidente. În mod obişnuit, impedanţa de sarcină este de acelaşi ordin de mărime cu cea recomandată pentru tuburile respective în montaj cu sarcina anodică.

Pentru evaluarea cantitativă a unora dintre parametrii montajului pot fi folosite următoarele relaţii: $R = \frac{2R_i}{\mu + 1}$, R_i fiind rezistenţa internă a tuburilor în montaj. Impedanţa de ieşire este rezultatul punerii în paralel a rezistenţei R cu impedanţa de sarcină Z. Amplificarea în tensiune are expresia: $A = \frac{a}{a + 1}$, în care a este amplificarea etajului fără reacţie.

Relativ la montajul din fig. III.20, trebuie să se menţioneze că rezistenţa R nu poate avea o valoare oricît de mică, pentru a nu şunta sarcina. În mod obişnuit, valoarea ei se alege de cel puţin zece ori mai mare decît impedanţa de sarcină Z. În ceea ce priveşte capacităţile C, care au rolul de a menţine

ecranele la potențialul alternativ al catozilor, valoarea reactanței lor trebuie să fie mult mai mică decît R la frecvența cea mai joasă a gamei de frecvență. În mod obișnuit se alege $C(\mu F) = \frac{0{,}05 - 0{,}1}{R(\Omega)}$.

În ceea ce privește regimul de funcționare a tuburilor, se utilizează clasa A, care permite menținerea tensiunii continue de ecran la o valoare constantă. În clasă AB, care ar permite realizarea unei puteri mai mari de ieșire, curentul anodic variază mult și antrenează variația tensiunii de ecran, care este de valoare mare, deoarece și rezistențele R sînt mari. În scopul eliminării acestui neajuns, pentru izolarea ecranelor de circuitul anodic se folosește uneori o bobină care are o rezistență mică în curent continuu și variațiile tensiunii de ecran sînt neînsemnate.

Printre tuburile folosite în montajul cu sarcină catodică totală se numără pentodele EL34, EL84, UL86, EL84, 6L6, KT66, 6П14П etc. În tabela III.6 sînt prezentate unele date privind montajul cu sarcină catodică totală.

Tabela III.6

Tub	Regim de funcționare							Mărimi de ieșire	
	E_a	E_{g2} V	E_{g0} V	R KΩ	C μF	R_a KΩ	U_g V	P V	R V
EL86 contratimp de pentode	170	270	— 7	5 -30	8	3,5	2×109 (clasă A)	12	50 (în primar)
EL86 contratimp paralel de pentode	175	175	—18	șoc 20H	50	1,75	2×113 (clasăAB)	25	25 (în primar)
EL 34 contratimp paralel de triode	350	350	--25	-	—	1,8	2×180	20	110

b. Montajul ultraliniar

Acesta este cel mai răspîndit dintre montajele cu sarcină distribuită.

Este un montaj în contratimp, prevăzut cu o reacție negativă în circuitul de ecran al tuburilor finale, realizată prin legarea ecranelor la prize, dispuse în primarul transformatorului de ieșire (fig. III.22).

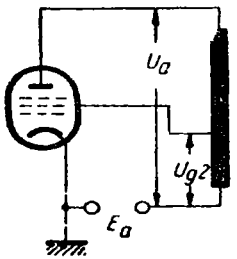


Fig. III.22. Schema de principiu a montajului ultraliniar.

Montajul ultraliniar se mai numește montaj cu sarcina distribuită în anod și ecran.

Datorită reacției în circuitul de ecran, caracteristicile anodice ale tuburilor se modifică în așa fel, încît ocupă o poziție intermediară între acelea corespunzînd funcționării tuburilor ca pentode sau ca triode. Se obține astfel posibilitatea de a asocia calitățile triodei cu acelea ale pentodei (sau tetrodei cu fascicul dirijat).

Tensiunea de reacție pentru fiecare tub este o fracțiune din tensiunea alternativă existentă între anod și borna de plus a bateriei anodice. Mărimea acesteia determină și poziția prizei corespunzătoare.

Factorul de reacție negativă corespunzător prizei se exprimă prin raportul dintre tensiunea alternativă de ecran și tensiunea alternativă anodică: $x = \frac{U_{g2}}{U_a}$.

Valoarea lui x este cuprinsă între zero, corespunzătoare funcționării tubului ca pentodă și unu, corespunzătoare funcționării ca triodă. În fig. III.23 sînt reprezentate caracteristicile anodice corespunzătoare celor trei cazuri.

Pentru fiecare tip de tuburi există o valoare anumită a lui x, care determină funcționarea optimă a montajului ultraliniar.

Ca urmare a conectării tuburilor finale în montaj ultraliniar se obțin o serie de îmbunătățiri în funcționarea etajului final, printre care:

— rezistența internă a tuburilor finale prevăzute cu reacție pe ecran se micșorează în raport cu cea corespunzătoare pentodei de mai mult de zece ori, la priza optimă. Micșorarea rezistenței interne este avantajoasă, deoarece ușurează condițiile

impuse transformatorului de ieşire în ceea ce priveşte curba de răspuns şi, bine înţeles, măreşte amortismentul difuzorului;

— caracteristicile anodice ale tuburilor finale sînt mult mai apropiate de linia dreaptă decît cele corespunzătoare funcţionării ca pentode sau ca triode. Cea mai bună liniaritate a acestora se obţine în cazul prizei optime;

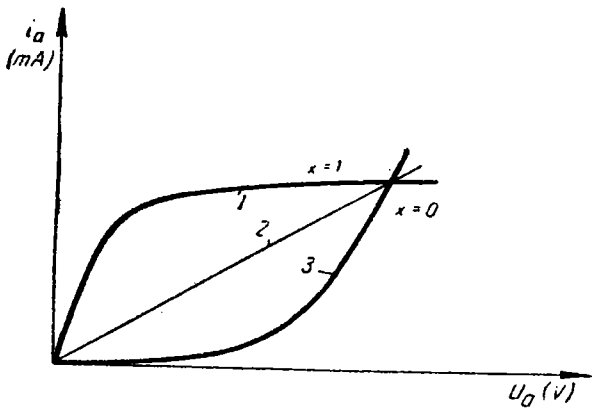


Fig. III.23. Caracteristica $i_a = f(u_a)$ a tubului final:
1 — conectat ca pentodă; *2* — în montaj ultraliniar;
3 — conectat ca triodă.

— distorsiunea armonică scade foarte mult faţă de funcţicnarea tuburilor ca triode sau pentode. Această scădere este mai accentuată în cazul semnalelor mici aplicate la intrarea tuburilor finale şi pentru valori ale lui x apropiate de unitate;

— distorsiunea de intermodulaţie se micşorează cu aproximativ 50% în cazul prizei optime, faţă de cea măsurată în montajul cu pentode;

— puterea de ieşire şi randamentul montajului ultraliniar sînt mai mici decît cele ale montajului în contratimp cu pentode; pentru tensiuni de excitaţie egale, puterea furnizată de montajul ultraliniar este aproximativ jumătate din cea dată de montajul cu pentode, dar dublă faţă de cea dată de aceleaşi tuburi conectate ca triode.

Din cauza liniarităţii pe o porţiune mai largă a caracteristicii dinamice a tuburilor este însă posibilă aplicarea unor tensiuni de amplitudine mai mare la grilele acestora, ceea ce are ca urmare obţinerea unei puteri mai mari decît cea furnizată de montajul cu pentode, pentru aceeaşi distorsiune

neliniară. La putere egală, montajul ultraliniar introduce o distorsiune neliniară mai mică decît montajul cu pentode.

Puterea de ieşire şi randamentul scad pe măsură ce x creşte.

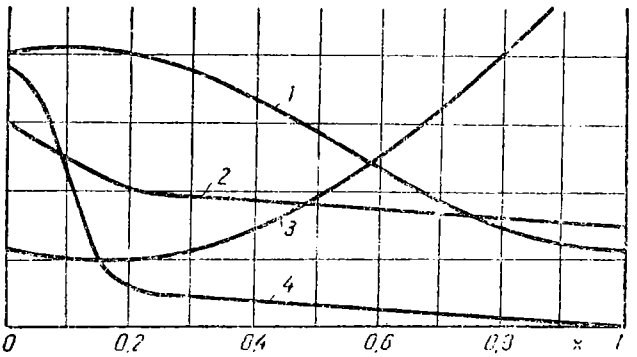


Fig. III.24. Variaţia parametrilor etajului final realizat cu tubul 6L6 în montaj ultraliniar:

1 — puterea de ieşire maximă = *2* — distorsiunea armonică la puterea de ieşire minimă; *3* — distorsiunea armonică la puterea de ieşire maximă; *4* — rezistenţa internă.

Din cele menţionate mai sus rezultă, că montajul ultraliniar poate să furnizeze o putere de ieşire apropiată ca valoare de cea debitată de montajul cu pentode (90—95% din aceasta), cu distorsiuni neliniare mult mai mici;

— rezistenţa de sarcină are o valoare optimă în funcţie de mărimea puterii de ieşire şi a distorsiunii armonice. Din cauza liniarităţii caracteristicilor însă, la montajul ultraliniar aceasta poate fi aleasă într-o plajă mai largă de valori. În mod obişnuit ea se alege astfel, încît să se conserve un randament cît mai ridicat. Cu cît x este mai mare, cu atît mărimea rezistenţei de sarcină este mai puţin critică.

În ceea ce priveşte influenţa deosebirilor dintre caracteristicile anodice ale tuburilor asupra rezultatelor obţinute, aceasta este aproximativ aceeaşi la montajul ultraliniar şi la montajul obişnuit cu pentode.

Montajul ultraliniar este foarte mult folosit în amplificatoarele moderne, deoarece permite obţinerea unor bune rezultate în condiţiile unei reacţii negative globale mai mici decît ar fi fost necesară în absenţa reacţiei de ecran, ceea ce măreşte gradul de stabilitate a montajului.

Curbele din fig. III.24 ilustrează influența lui x asupra cîtorva din principalele caracteristici ale montajului ultraliniar realizat cu tubul 6L6.

Se remarcă cu ușurință că valoarea optimă a prizei de ecran este în cazul acestor tuburi: 0,2.

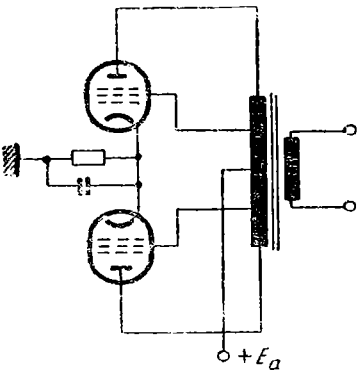


Fig. III.25. Etaj final în contratimp în montaj ultraliniar.

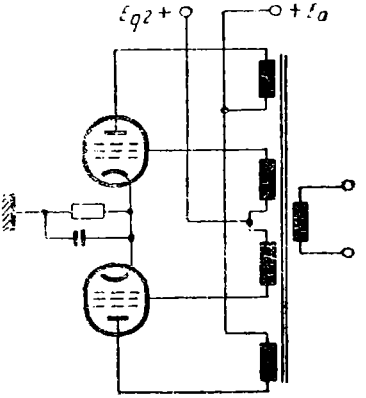


Fig. III.26. Variantă a montajului ultraliniar, folosind înfășurări separate ale transformatorului de ieșire în circuitul anodic și de ecran.

Un dezavantaj al montajului ultraliniar constă în aceea, că este necesar un transformator de ieșire special. Utilizarea unui transformator de ieșire obișnuit conduce la rezultate mai slabe decît cele ce se obțin cu etaje în contratimp obișnuite, iar uneori chiar la instabilitatea montajului.

Dintre tipurile de montaje ultraliniare, cel mai des folosit este cel reprezentat în fig. III.25, în care tensiunea de reacție se ia de pe prize ale înfășurării primare a transformatorului de ieșire. Aceasta folosește în cazul în care se aplică aceeași tensiune continuă pe anod și ecran.

În cazul în care pe ecran este necesar să se aplice o tensiune continuă mai mică decît pe anod, se folosesc alte tipuri de montaj. Unul dintre acestea este cel reprezentat în fig. III.26 în care tensiunea de reacție se aplică pe ecrane prin intermediul unei înfășurări separate a transformatorului de ieșire.

În sfîrșit, un alt tip de montaj ultraliniar care permite aplicarea pe anod a unei tensiuni continue mai mare decît

pe ecran este cel din fig. III. 27. Tensiunea de reacție pentru ecrane se ia în acest caz tot de pe prize ale înfășurării primare.

Se observă modul de polarizare a ecranului. Rezistențele din ecrane și capacitățile de blocare utilizate în circuit constituie un filtru trece-sus. Pentru ca reacția să fie eficace în toată gama de frecvențe, valorile rezistențelor și capacităților trebuie astfel alese, încît produsul lor să fie cît mai mare; în mod obișnuit se alege pentru produsul CR o valoare mai mare decît 15 milisecunde.

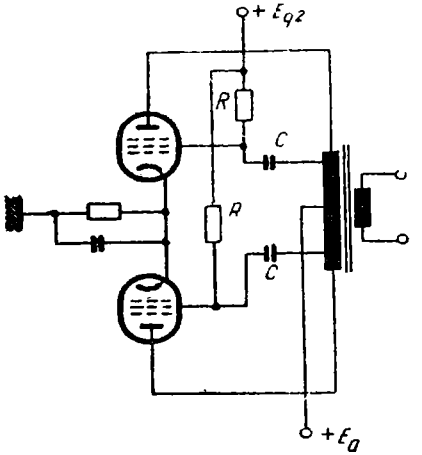


Fig.III.27. Variantă a montajului ultraliniar folosind pentru polarizarea ecranului o tensiune mai mică decît cea anodică.

Calculul etajului final realizat în montajul ultraliniar se face în mod asemănător cu cel folosit în cazul unui montaj obișnuit în contratimp. Stabilirea regimului optim de funcționare a tuburilor se face cu ajutorul caracteristicilor anodice corespunzătoare reacției pe ecran. Aceste curbe sînt rareori prezentate în cataloagele de specialitate, deoarece ele pot fi trasate cu ușurință pornind de la caracteristicile anodice ale pentodei.

În mod obișnuit, în cataloage se indică punctul de funcționare ales și valoarea optimă a factorului de reacție pe ecran corespunzătoare acestuia și tubului folosit; aceste date sînt suficiente pentru dimensionarea și realizarea montajului.

Dacă este necesar să se utilizeze în montaj ultraliniar tuburi pentru care cataloagele nu prezintă datele necesare, acestea se pot stabili pe cale experimentală sau prin calcul.

Astfel, în ceea ce privește valoarea optimă a factorului de reacție pe ecran, aceasta poate fi determinată cu aproximație folosind următoarea relație: $x_{optim} = \frac{\mu_{g1g2}}{\mu}\left[\frac{R_i I_{a0}}{E_a} - 1\right]$,

în care: μ_{g1g2} este coeficientul de amplificare al secțiunii grilă-ecran a pentodei, corespunzător punctului de funcționare; μ este coeficientul de amplificare al pentodei în punctul de funcționare; E_a este tensiunea continuă anodică; I_{ao}

este curentul continuu din punctul de funcţionare; R_i este rezistenţa internă a pentodei în punctul de funcţionare.

Trebuie să se menţioneze că priza optimă se modifică o dată cu negativarea, însă în limite restrînse, încît în aplicaţii poate fi considerată cu suficientă aproximaţie valoarea corespunzătoare punctului de funcţionare stabilit.

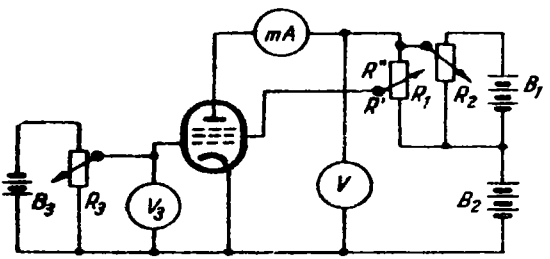


Fig.III.28. Montaj experimental folosit pentru ridicarea caracteristicilor anodice ale unui tub în montaj ultraliniar.

Pentru a determina pe cale experimentală valoarea optimă a lui x se poate folosi montajul din fig. III.28.

Deplasînd cursorul reostatului R_1, se trece de la funcţionarea ca triodă la funcţionarea ca pentodă. Tensiunea anodică se modifică cu ajutorul reostatului R_2, iar tensiunea de negativare cu ajutorul lui R_3. Variind cele trei tensiúni se obţin diferite valori ale curentului anodic în funcţie de tensiunea anodică. Poziţia cursorului reostatului R_1, pentru care se obţine cea mai liniară caracteristică anodică, corespunde prizei optime.

Pentru a înţelege modul în care se efectuează măsurarea cu ajutorul montajului de mai sus, se exemplifică stabilirea prizei optime pentru tubul 6L6. Se consideră B_1 egal cu 250 V, $B_2 = 130$ V, $U_g = -15$ V. Pe anod se aplică deci o tensiune de 380 V cînd cursorul lui R_2 este deplasat în partea superioară. Cursorul lui R_1 se aşază într-o asemenea poziţie, încît pe ecran să se aplice tensiunea de $(250 + x.\ 130)$ V; dacă se începe măsurarea corespunzător unei prize $x = 0{,}5$, rezultă că tensiunea aplicată ecranului va trebui să fie 315 V. Se păstrează neschimbată tensiunea de negativare şi poziţia cursorului lui R_1 şi se variază doar cursorul reostatului R_2 care modifică tensiunea anodică (cu cîte 20 V de exemplu) şi de ecran în mod corespunzător; în acest fel se ridică carac-

Tabela III.7

Tub	Conectare	Regim de funcționare					Distorsiune armonică			
		E_a V	E_{g2} V	R_c Ω	R_{aa} kΩ	R_{g2i} Ω				
EL34	Triodă	400	—	470 pe tub	10	—	0,5% la 10W	0,7% la 14W	—	—
	U.L $x = 0,43$	400	400	470 pe tub	6,6	1 000 pe tub	0,6% la 10W	0,7% la 14W	0,8% la 20W	1% la 30W
	Pentodă	330	330	130 comun	3,4	470 comun	1,5% la 10W	2% la 14W	2,5% la 20W	4% la 30W
EL84	Triodă	300	—	150 comun	10	—	1% la 5W	—	—	—
	U.L. $x = 0,2$	300	300	270 pe tub	8	—	0,7% la 5W	0,9% la 10W	—	—
	Pentodă	300	300	270 pe tub	8	—	1,5% la 5W	2% la 10W	2% la 15W	

6П 14П	U.L. $x = 0{,}43$	300	300	130	8	—	0,1% la 5W	0,5% la 10W	—	—
6 П6С	U.L. $x = 0{,}23$	300	300	470	10	—	0,1% la 5W	0,5% la 10W	—	
6П 3С	Triodă	$\eta = 25\%$; $d = 1{,}5\%$ la 7 W								
	U.L. $x = 0{,}2$	385	385	350	6,6	$E_{g0} =$ 35 V ; $\eta = 36\%$; $d = 0{,}7\%$ la 20 W				
	Pentodă	$\eta = 38\%$; $d = 5\%$ la 16 W								
6П 1П	$x = 0{,}23$ U.L.	250	250	430	10	$d = 0{,}5\%$ la 8 W				
807 KT66 6L6	U.L. $x = 0{,}2$	460	460	500 pe tub	6,6	$d = 0{,}85\%$ la 20 W				

teristica curentului anodic în funcţie de tensiunea anodică pentru negativarea de —15 volţi şi priza $x = 0{,}5$. Operaţia continuă în acelaşi mod, schimbînd doar priza, căreia i se dau valorile 0,45; 0,4; 0,35 etc. de exemplu. Se constată că liniaritatea cea mai mare a caracteristicii anodice se

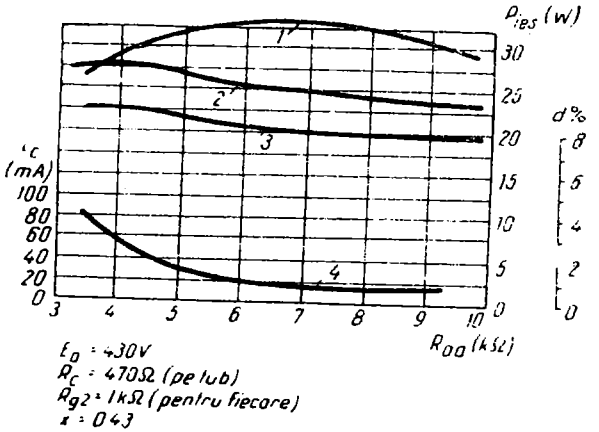


Fig.III.29. Curbe caracteristice pentru funcţionarea tubului EL34 în contratimp în montaj ultraliniar:
1 — puterea de ieşire; *2* — tensiunea de intrare; *3* — curentul catodic; *4* — factorul de distorsiune armonică pentru puterea de 20 W.

obţine pentru $x = 0{,}2$, care este deci priza optimă. Reostatul R_1 poate fi gradat direct în valori ale lui x, observînd că se poate scrie $x \approx \frac{R'}{R'+R''}$. dacă acesta este liniar. Montajul şi modul de lucru prezentate sînt utile pentru a studia funcţionarea în regim ultraliniar a tuburilor folosite şi pentru a determina condiţiile optime de lucru ale acestora.

În ceea ce priveşte rezistenţa de sarcină, valoarea optimă a acesteia este indicată, de obicei, în cataloage. În caz contrar, se determină în mod experimental prin metode obişnuite.

Rezistenţa internă a tuburilor lucrînd în regim ultraliniar poate fi determinată cu aproximaţie satisfăcătoare folosind relaţia: $R_{iuL} = \frac{R_i}{1 + x,\mu/\mu g_1 g_2}$,

Dacă polarizarea tuburilor finale se realizează prin rezistenţa catodică, aceasta trebuie şuntată printr-o capacitate de valoare mare. Absenţa capacităţii duce la apariţia

unei reacţii negative de curent, aplicată în circuitul anodic şi de ecran într-un grad diferit, ca urmare a pantelor de ecran şi anod diferite ca valoare, ceea ce provoacă dezechilibrarea montajului (la o pentodă lucrînd în montaj obişnuit ecranul este decuplat la catod, încît reacţia apare doar în circuitul anodic).

În fig. III.29 sînt reprezentate cîteva curbe caracteristice funcţionării în montaj ultraliniar a pentodei EL34, unul din tuburile frecvent folosite în acest montaj.

În tabela III.7 sînt prezentate datele principale ale unor tuburi uzuale lucrînd în regim ultraliniar.

c. **Montajul cu sarcină distribuită în anod şi catod**

Montajul cu sarcină catodică totală prezintă, după cum s-a arătat, inconveniente legate de obţinerea tensiunilor de excitaţie a tuburilor finale, în condiţiile reacţiei negative totale.

Considerîndu-se că sarcina parţială în circuitul de catod produce un grad de reacţie negativă suficient pentru ameliorarea considerabilă a performanţelor etajului final, fără a mări totodată exagerat tensiunile de excitaţie necesare, au fost realizate montaje, avînd sarcina repartizată în anod şi catod (fig.III.30).

Montajele cu sarcină distribuită în anod şi catod se caracterizează în principal prin rezistenţă de ieşire foarte redusă şi distorsiune neliniară mică, ca urmare a reacţiei negative introduse în catozii şi ecranele tuburilor finale. Acest montaj conservă randamentul pentodelor, asemănîndu-se din acest punct de vedere cu montajul ultraliniar.

Un alt tip de montaj cu sarcină distribuită este cel la care aceasta este repartizată în anod, ecran şi catod; acest montaj, după cum se vede în fig.III.31, rezultă din combinarea montajului cu sarcină catodică parţială cu montajul ultraliniar.

Un neajuns al tuturor acestor scheme este acela că tuburile lucrează în clasă A sau AB, încît puterile obţinute sînt mici.

Realizarea unor puteri mari este posibilă doar în cazul funcţionării tuburilor finale în clasă B. Se ştie însă că la funcţionarea etajului în clasă B apar procese tranzitorii specifice, cauzate de inductanţa de scăpări între cele două

jumătăți ale înfășurării primare a transformatorului de ieșire și între fiecare dintre acestea și întreaga înfășurare secundară. Aceste fenomene tranzitorii provoacă apariția unor distorsiuni neliniare puternice în domeniul frecvențelor

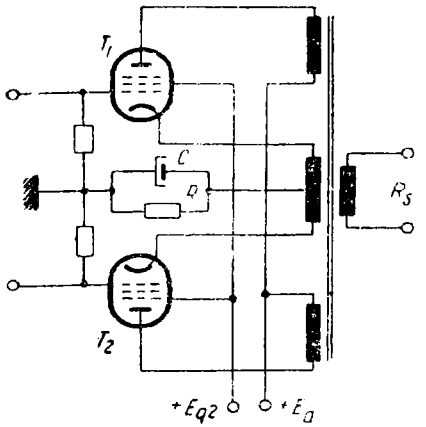


Fig.III.30. Etaj final în montaj, cu sarcină distribuită în anod și catod.

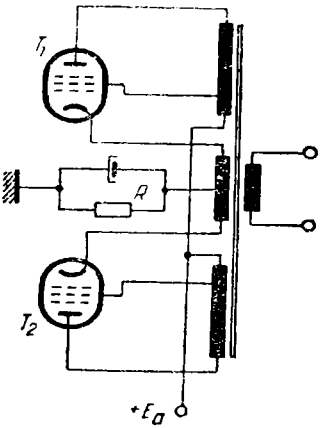


Fig. III.31. Etaj final în montaj, cu sarcina distribuită în anod ecran și catod.

înalte, care nu pot fi reduse prin reacția negativă. Micșorarea acestora se realizează doar pe calea reducerii importante a inductanței de scăpări.

Unul dintre montajele care funcționează în clasă B cu distorsiuni neliniare mici este cel cu sarcina repartizată în anod și catod, reprezentat în fig. III. 32.

Particularitatea montajului o constituie transformatorul de ieșire, care are două înfășurări primare. Fiecare dintre acestea este constituită din cîte două secțiuni, dispuse una în anodul unui tub și alta în catodul celuilalt tub; aceste secțiuni sînt bifilare, încît se realizează un cuplaj foarte strîns, deci o foarte mică inductanță de scăpări între ele. Datorită secțiunilor înfășurării primare, dispuse în catozi, egale ca număr de spire cu cele din anozi, montajul funcționează cu o reacție negativă 50%, ceea ce duce la micșorarea considerabilă a rezistenței de ieșire a montajului.

Pentru polarizarea ecranelor, se leagă ecranul tubului T_1 la anodul tubului T_2, și invers. În acest fel ecranele primesc tensiuni constante în raport cu catozii și egale cu tensiunile anodice. Din punct de vedere alternativ, legarea

ecranului tubului T_1 la anodul tubului T_2 echivalează cu legarea lui la catodul propriu, încît nu mai este nevoe de condensator pentru decuplare.

Problema principală care se pune la dimensionarea montajelor cu sarcină distribuită în anod şi catod, de tipul celor reprezentate în fig. III.30, este aceea a stabilirii gradului de reacţie negativă în catod, cu alte cuvinte a determinării raportului între numărul de spire al înfăşurării din catod şi al înfăşurării anodice a transformatorului de ieşire. Aceasta se alege în funcţie de mărimea impusă pentru rezistenţa de ieşire a etajului final şi de posibilitatea de a obţine tensiunea de excitaţie necesară pentru realizarea puterii de ieşire solicitate.

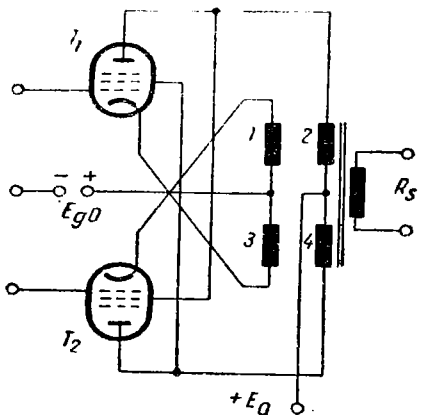


Fig.III.32. Etaj final în montaj, cu sarcina distribuită în anod şi catod, lucrînd în clasă B.

Unele dintre amplificatoarele realizate după această schemă au raportul dintre numărul de spire al înfăşurărilor din anod şi catod de 10 : 1. Impedanţa de sarcină optimă este cea corespunzătoare montajului cu sarcină anodică, pentru regimul de funcţionare stabilit.

Transformatorul de ieşire se calculează considerînd întreaga sarcină reflectată în circuitul anodic, dat fiind raportul de reacţie menţionat mai sus.

Tuburile utilizate în montaj se aleg în funcţie de puterea de ieşire care trebuie realizată. În general se folosesc pentode care sînt mult mai sensibile decît triodele.

Aprecierea cantitativă a rezistenţei interne a fiecărui tub, în condiţiile aplicării reacţiei, se face folosind relaţia: $R = \frac{R_i}{1+\beta\mu}$, în care β este factorul de reacţie, egal cu raportul dintre numărul spirelor din înfăşurarea catodică şi înfăşurarea primară.

Relativ la montajul din fig. III. 32 se recomandă utilizarea unor tuburi care furnizează o putere importantă chiar

în condițiile polarizării anodului și ecranului cu tensiuni relativ mici. Printre acestea sînt pentodele 6П3С, 6V6, KT66 etc.

Relația care permite evaluarea existenței interne a tuburilor conectate în montaj este următoarea: $R = \frac{R_i}{2+\mu}$. Dacă $\mu \gg 2$, aceasta este de două ori mai mică decît rezistența similară a montajului cu sarcină catodică totală. Valoarea optimă a impedanței de sarcină este de 15— 20 ori mai mare decît rezistența R. La calculul transformatorului de ieșire se ține seamă că sarcina reflectată în fiecare secțiune a înfășurării primare este un sfert din impedanța de sarcină anod-anod.

Tabela III.8

$E_a = E_{g2}$ V	E_{g_o} V	$U_{g\sim}$ grilă-grilă V	R_i Ω	R_i V	P W
350—380	—35...40	270	1 350—1 800	90	25

În tabela III8. sînt prezentate cîteva date privind funcționarea tubului 6П3С în montajul reprezentat în fig.III.32.

d. **Montajul fără transformator de ieșire**

Pentru adaptarea rezistenței mici a difuzoarelor cu bobină mobilă utilizate în mod curent la etajul final al amplificatoarelor de putere, se folosește, de obicei, un transformator de ieșire. După cum se știe, aceasta prezintă o serie de neajunsuri, dintre care cel mai mare este acela că nu permite aplicarea unei reacții negative puternice în amplificatorul de putere, ca urmare a distorsiunii de fază pe care o introduce, deci limitează posibilitatea de ameliorare a parametrilor acestuia. În plus, el consumă o parte din energia transmisă difuzorului de către amplificator, introduce distorsiuni neliniare, de frecvență, este o piesă complexă și costisitoare.

Pentru evitarea tuturor acestor inconveniente au fost realizate etaje finale fără transformator de ieșire.

Montajul fără transformator de ieșire se caracterizează prin următoarele proprietăți:

— permite reproducerea frecvențelor joase în bune condiții, chiar în absența reacției negative.

— reduce distorsiunea armonică şi de intermodulaţie de aproximativ o dată şi jumătate în comparaţie cu montajul în contratimp, lucrînd în clasă AB;

— provoacă amortizarea puternică a difuzorului: factorul de amortizare poate să atingă valori de 30—50;

— permite aplicarea unei reacţii negative puternice, care contribuie la ameliorarea performanţelor amplificatoarelor de putere. Se pot realiza chiar combinaţii de reacţie negativă şi pozitivă fără a dăuna stabilităţii montajului; reacţia pozitivă se aplică în etajele care preced pe cel final, în scopul de a obţine o tensiune de excitaţie de valoarea necesară pentru etajul final.

— realizează un randament de 50%.

Tipul de montaj fără transformator de ieşire utilizat în mod obişnuit este cel cunoscut în literatură sub numele de montaj contratimp-serie. Schema de principiu a acestuia este reprezentată în fig. III. 33.

După cum se vede, aceasta conţine două tuburi alimentate în serie de la aceeaşi sursă de tensiune continuă E; fiecare tub este polarizat cu tensiunea $\frac{E}{2}$.

Tensiunile de excitaţie se aplică în opoziţie de fază la grilele celor două tuburi, ca la un montaj în contratimp obişnuit. Din punct de vedere alternativ, cele două tuburi debitează curent în aceeaşi rezistenţă de sarcină R. Dacă tensiunile de excitaţie sînt egale, prin rezistenţa R circulă curenţi egali şi în fază, încît efectul lor se însumează, obţinîndu-se astfel o putere dublă faţă de aceea furnizată de fiecare tub în parte. În general cele două tuburi au o comportare identică, avînd acelaşi punct de funcţionare.

Utilizînd tuburi speciale, rezistenţa de sarcină pentru montajul din fig. III.33 are o valoare foarte mică, încît este posibilă înlocuirea lui R printr-un difuzor de rezistenţă potrivită, fără a fi necesar un transformator adaptor de impedanţă.

Montajul contratimp-serie se prezintă în mai multe variante, în funcţie de modul de polarizare a grilei de comandă a tuburilor şi a ecranului — în cazul pentodelor (în general se folosesc pentode care furnizează o putere mai mare în comparaţie cu triodele, în condiţiile funcţionării cu tensiuni anodice mici), precum şi de felul în care se realizează excitaţia celor două tuburi.

În ceea ce priveşte polarizarea ecranelor, a căror tensiune trebuie menţinută la o valoare constantă în raport cu cato-

zii tuburilor respective, o soluție este cea reprezentată în schema din fig. III. 34.

Dacă reactanțele lui C_1 și C_2 sînt mici, tensiunile aplicate ecranelor se mențin constante în raport cu catozii. Un neajuns al acestei soluții constă în aceea, că tensiunea alternativă

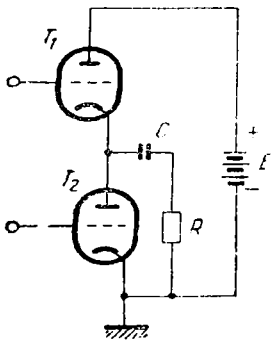


Fig. III.33. Schema de principiu a etajului final lucrînd în montaj contra timp-serie, fără transformator de ieșire.

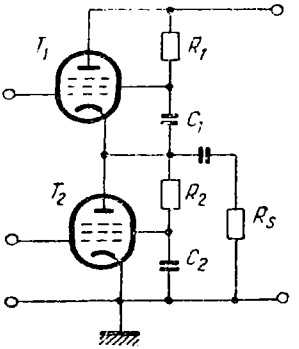


Fig. III.34. Schemă de alimentare a ecranelor tuburilor lucrînd în montaj contratimp-serie.

de ieșire se aplică, în afară de rezistența de sarcină R și pe rezistențele R_1 și R_2, încît puterea de ieșire a etajului se reduce. Pentru evitarea acestui inconvenient trebuie ca R_1 și R_2 să aibă valori cît mai mari; acest lucru nu este recomandabil însă, deoarece valoarea medie a curenților de ecran crește cînd tensiunile de excitație cresc, încît ecranele lucrează la o tensiune coborîtă și etajul are o comportare nesatisfăcătoare. De aceea, în unele amplificatoare de înaltă fidelitate rezistențele R_1 și R_2 sînt înlocuite prin bobine de șoc, care au o rezistență ohmică mică, iar în curent alternativ o impedanță foarte mare (încît nu se consumă putere inutil), iar tensiunile de ecran se mențin constante și de valoare ridicată. Au și ele neajunsul că provoacă defazaje nedorite între tensiunea de ieșire și cea aplicată amplificatorului.

Deoarece tensiunea alternativă se regăsește în întregime la bornele rezistenței R_1, se poate înlocui aceasta cu difuzorul; în acest fel se consumă putere inutil doar în rezistența R_2. Dezavantajul care apare datorită faptului că bobina mobilă a difuzorului este parcursă de curentul continuu de ecran al tubului T_1 nu este important. Se apreciază că depla-

sarea membranei difuzorului sub acțiunea curentului continuu care parcurge bobina mobilă a acestuia poate să atingă 2,5 mm fără ca să apară distorsiuni ale tensiunii de ieșire. Aceasta corespunde unui curent de aproximativ 50 mA; în mod obișnuit, curentul de ecran al tuburilor utilizate în montaj nu depășește 10 mA, încît deplasarea membranei trebuie considerată neglijabilă din punctul de vedere al distorsiunilor (exemplul). dat se referă la un anumit tip de difuzor și de tuburi folosite în acest montaj. De altfel, există posibilitatea compensării curentului de ecran care străbate bobina mobilă, printr-un curent de sens contrar furnizat de redresor, cum se vede în fig. III.35. Metoda este rar folosită, deoarece permite compensarea pentru o singură valoare a curentului de ecran. În caz de utilizare, se compensează curentul de ecran corespunzător puterii la care amplificatorul lucrează în mod obișnuit. Pentru alte valori ale puterii de ieșire trece un curent continuu prin difuzor, dar mai mic decît cel existent în absența compensării.

În ceea ce privește polarizarea grilelor de comandă ale tuburilor finale, aceasta se realizează în mod obișnuit pentru tubul T_2, iar pentru tubul T_1, care are catodul la potențial pozitiv, prin aplicarea unei tensiuni pozitive și pe grilă. Aceasta se realizează folosind un divizor de tensiune, fie între sursa E și masă, fie între anodul tubului prefinal și masă, soluție folosită de obicei (fig. III. 36).

În fig. III. 37 este indicat un alt mod de a realiza negativarea tubului T_1. Căderea de tensiune produsă de curentul mediu al etajului pe rezistența R_c servește pentru negativarea tubului T_1. Are inconvenientul că reduce tensiunea totală.

Soluția cea mai bună, în ceea ce privește schema montajului contratimp-serie, care permite obținerea unei puteri mari cu distorsiuni mici, constă în conectarea difuzorului în circuitul de ecran al tubului T_1, în locul rezistenței R_1 din fig. III.34, ecranul tubului T_2 fiind polarizat cu tensiunea furnizată de un redresor separat; în mod obișnuit se folosește un montaj redresor în punte; tensiunea la bornele punții servește drept tensiune anodică a tubului T_1, iar cea de la priza înfășurării secundare a transformatorului de rețea — pentru polarizarea ecranului lui T_2.

Tuburile folosite în montajul prezentat sînt de construcție specială. Ele trebuie să lucreze cu tensiune anodică redusă

şi curent mare, pentru a prezenta o rezistenţă mică în curent continuu, corespunzătoare puterii maxime disipate a tubului. Acest lucru este important din punctul de vedere al tensiunii de polarizare şi al sarcinii optime, care pot fi de valoare

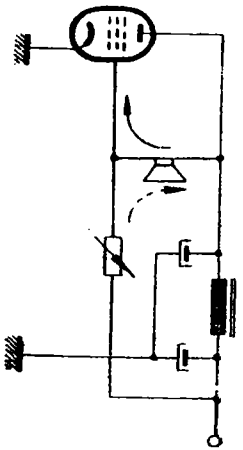


Fig. III.35. Schemă pentru compensarea curentului de ecran care parcurge bobina mobilă a difuzorului în montajul fără transformator de ieşire.

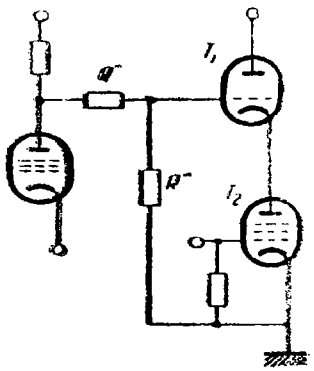


Fig. III.36. Schemă pentru polarizarea grilei tubului T_1 (fig. III.33) lucrînd în montajul fără transformator de ieşire.

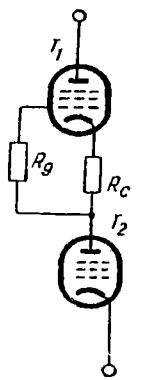


Fig. III.37. Schemă simplă pentru polarizarea grilei tubului T_1 (fig. III.33) lucrînd în montajul fără transformator.

redusă. Astfel de tuburi sînt EL86 sau 6П 18П, care au o rezistenţă în curent continuu de 1600 Ω (într-un punct de funcţionare anumit) şi permit, prin urmare, utilizarea unui difuzor avînd o rezistenţă de 800 Ω. În cazul folosirii a patru tuburi, cîte două în paralel, se poate întrebuinţa un difuzor de 400 Ω, iar puterea de ieşire se dublează. Se remarcă faptul că este vorba de un difuzor de tip special.

Tuburile menţionate sînt echivalente cu UL84 şi PL84, de care diferă doar prin valoarea tensiunii de filament.

O problemă importantă este aceea a tensiunii existente între filamentul (cu un capăt la masă) şi catodul tubului lui T_1. În condiţiile în care lucrează T_1, această tensiune este foarte mare (ea este suma tensiunii continue dintre catod şi masă, a tensiunii de negativare a tubului T_1 şi a

valorii eficace a tensiunii alternative de ieşire) şi trebuie să rămînă mai mică decît U_{fc} admis de tub. Pentru tubul EL86 aceasta are valoarea 300 V.

Considerînd cele două tuburi identice şi avînd acelaşi punct de funcţionare, iar rezistenţa de sarcină R neglijabilă în raport cu rezistenţa internă (în curent alternativ) a tuburilor — cum se şi întîmplă în realitate — se poate scrie o relaţie simplă între tensiunea de ieşire şi tensiunile de excitaţie ale tuburilor finale, considerate între grile şi masă: $U_s \approx p\,(U_1 + U_2)$, în care U_s este tensiunea de ieşire, U_1 şi U_2 tensiunile de excitaţie ale tubului T_1 şi respectiv T_2, iar p un coeficient, a cărui expresie este:

$$p \approx \frac{R}{R_i + (\mu + 1)R} < 1.$$

În cazul tubului EL86 funcţionînd cu $\frac{E}{2} = 148$ V şi $E_{g0} = -14$ V ($\mu = 230$; $R_i = 23$ kΩ; $R = 0{,}8$ kΩ) rezultă $p \approx 0{,}89$. Pentru o putere de 10 W în difuzor este necesară o tensiune de ieşire de aproximativ 89 V, deci trebuie ca $U_1 + U_2 \approx 100$ V. În mod obişnuit, $U_2 \approx \frac{U_1}{10}$, încît rezultă că la grila tubului T_1 trebuie să se aplice o tensiune de aproximativ 90 V. O asemenea valoare se poate obţine folosind etajul prefinal din fig. III. 17.

Pentru a păstra aceleaşi condiţii de funcţionare ale celor două tuburi, uneori se conectează în paralel cu tubul T_2 o rezistenţă care preia curentul de ecran al tubului T_1, încît prin ambele tuburi circulă, în aceste condiţii, acelaşi curent (curentul anodic al tubului T_1). Această compensare este exactă pentru o anumită valoare a curentului de ecran; se face reglajul pentru punctul de funcţionare folosit cel mai des. În mod obişnuit, această rezistenţă are o valoare de ordinul zecilor de kiloohmi.

Pentru funcţionarea corectă a schemei, condensatoarele C_1 şi C trebuie să aibă o valoare importantă, în caz contrar înrăutăţindu-se funcţionarea montajului la frecvenţe joase.

Tensiunea continuă necesară funcţionării corecte a etajului se poate determina în funcţie de puterea furnizată de acesta. Astfel, tensiunea continuă care se repartizează pe fiecare tub este de 1,41 ori mai mare decît tensiunea de ieşire. În general, însă, se utilizează tuburile în punctul de funcţio-

nare indicat în cataloage, pentru care corespunde o anumită putere de ieşire.

Tabela III.9 conţine unele date privind funcţionarea tubului EL86 în montaj fără transformator de ieşire.

Tabela III.9

Tensiunea de polarizare E,V	370	310
Tensiunea de negativare pentru T şi T_2,V	—14	—14
Tensiunea U_{fk}, V	294	258
Rezistenţa catodică a lui T_1, Ω	240	0
Rezistenţa catodică a lui T_2, Ω	240	150
Tensiunea de excitaţie între grilă şi catodul lui T_1, V	10,2	10
Idem, T_2	9,8	10
Putere de ieşire, W	113	10
Distorsiune armonică, %	1,75	0,3 [1])
Conectare difuzor	Ecran T_1	Catod T_1 şi masă
Polarizare ecrane		Prin bobină de şoc

[1]) În amplificator cu reacţie.

6. Filtre separatoare de canale

În compunerea amplificatoarelor de putere intră, după cum s-a menţionat la începutul acestui capitol şi filtrele separatoare de canale al căror rol este deosebit în asigurarea unei reproduceri sonore de calitate.

După cum se știe, un singur difuzor obișnuit nu poate să reproducă în mod satisfăcător întreaga gamă de frecvențe audibile. De aceea, în practică se recurge la una din următoarele soluții: divizarea spectrului sonor în mai multe domenii, care sînt reproduse de difuzoare diferite, sau folosirea unor difuzoare complexe moderne, care radiază într-o gamă foarte largă de frecvențe. Din punct de vedere economic este mai avantajoasă soluția utilizării unui ansamblu de difuzoare de bună calitate, acoperind gama audio în două sau trei domenii, față de aceea a unui difuzor unic cu aceleași rezultate.

Divizarea gamei de frecvențe audibile în mai multe domenii, în vederea reproducerii acestora de către difuzoare diverse se face cu ajutorul unor circuite speciale, cunoscute sub numele de filtre separatoare de canale.

Avantajele fracționării spectrului sonor, metodă larg utilizată în instalațiile de înaltă fidelitate, sînt următoarele:

— mărirea gamei de frecvențe corect reproduse;

— evitarea distorsiunii de intermodulație, care se manifestă în cazul cînd același difuzor radiază frecvențe diferite;

— utilizarea rațională a difuzoarelor cărora li se aplică doar frecvențele pe care le pot reproduce corect, adică cu un bun randament și cu cît mai puține rezonanțe parazite;

— posibilitatea amplasării optime a difuzoarelor folosite pentru reproducerea diverselor domenii de frecvențe, în scopul de a obține rezultate subiective cît mai apropiate de realitate.

Separarea canalelor se realizează, în general, prin două metode, și anume: utilizarea unui singur amplificator de putere care alimentează diferite difuzoare prin intermediul filtrelor separatoare de canale sau utilizarea unui număr de amplificatoare de putere și difuzoare egal cu cel al canalelor, filtrele separatoare fiind plasate la intrarea amplificatoarelor de putere. Soluția recomandabilă și des utilizată în amplificatoarele de înaltă fidelitate, este cea de-a doua, din mai multe motive. Astfel, conectarea filtrelor la intrarea amplificatoarelor de putere ușurează reglajul tensiunilor aplicate difuzoarelor, în vederea obținerii unei puteri acustice constante în toată gama de frecvențe transmise (echilibru sonor). În acest sistem, difuzoarele sînt conectate direct la amplificatoarele de putere respective, beneficiind de efectul rezistenței de ieșire foarte scăzută a acestora. În cazul filtrelor separatoare conectate între amplificator și difuzor, o dată

cu reglajul echilibrului sonor este influențat factorul de amortizare al amplificatorului și în consecință se înrăutățește reproducerea regimurilor tranzitorii.

În mod obișnuit, spectrul sonor se divide în două sau trei canale, adică se folosesc două, respectiv trei difuzoare, în funcție de puterea amplificatorului și de mărimea camerei în care se ascultă. Cu cît puterea crește și camera are un volum mai mare, cu atît este nevoie de un număr mai mare de canale pentru a beneficia de avantajele oferite de divizarea spectrului sonor, în vederea reproducerii sale fracționate.

Frecvențele de separație a acestora, adică frecvențele care separă domeniile reproduse de diverse difuzoare depind de difuzoarele utilizate și de spectrul de frecvență care trebuie transmis. În general, acestea sînt cuprinse între 400 și 1 000 Hz (în jur de 600—760 Hz, de obicei) pentru separarea canalelor *1* și *2* și respectiv între 4 000 și 6 000 Hz pentru separarea canalelor *2* și *3* (de obicei în jur de 5 000 Hz). Filtrele separatoare de canale sînt, în general, de două tipuri (în funcție de elementele care le compun), și anume: *LC* și *RC*.

Filtrele separatoare din prima categorie se utilizează exclusiv în etajul final al amplificatoarelor de putere între transformatorul de ieșire și difuzoare. Ele sînt compuse din inductanțe și capacități dispuse în serie sau în derivație cu difuzoarele utilizate și au avantajul că consumă o mică parte a puterii utile. În mod obișnuit se utilizează filtre de tipul cu impedanța de intrare constantă; aceasta înseamnă că inductanțele și capacitățile filtrului au asemenea valori, încît impedanța măsurată la bornele de intrare ale acestuia este independentă de frecvență și egală cu rezistența difuzoarelor utilizate.

În fig. III. 38 sînt reprezentate cîteva scheme de filtre separatoare *LC*.

Filtrele *RC* sînt mai simple, dar au dezavantajul că atenuează semnalul util; din această cauză ele se asociază unor tuburi electronice, pentru a se restabili valoarea necesară a tensiunii corespunzătoare funcționării normale a amplificatorului. Ele sînt compuse dintr-un număr variabil de celule trece-sus și trece-jos, în funcție de panta de atenuare necesară în jurul frecvenței de separație. Celulele utilizate se conectează în cascadă: ele pot fi identice, cu impedanță crescătoare sau separate între ele prin etaje de amplificare. Ultimele soluții permit o bună funcționare a celulelor, influența reciprocă a acestora fiind minimă.

În fig. III.39 sînt reprezentate cîteva filtre separatoare *RC*. Pentru reglarea nivelelor canalelor se utilizează mai multe metode, în funcție de tipul și schema filtrului folosit. În cazul filtrelor *LC*, reglajul se efectuează cu ajutorul unor

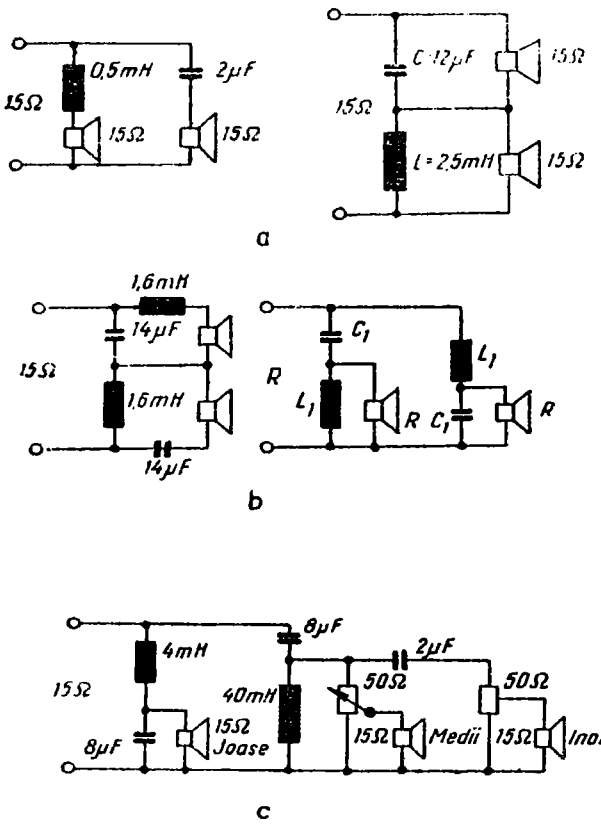


Fig. III.38. Scheme de filtre separatoare *LC*:
a, *b* — pentru două canale; *c* — pentru trei canale.

potențiometre care intră în componența filtrului, cum se vede în fig. III. 38. În cazul filtrelor *RC* se utilizează una dintre posibilitățile prezentate în fig. III. 40.

Relațiile utilizate pentru dimensionarea filtrelor *LC* sînt următoarele: $L = \frac{159\,R}{f_s}$, $C = \frac{15\,900}{Rf_s}$ pentru filtrele

din fig. III. 38, *a* și: $L_1 = \frac{225\ R}{f_s}$, $C_1 = \frac{112\,000}{Rf_s}$, pentru filtrele din fig. III. 38, *b*.

În aceste expresii inductanțele sînt exprimate în milihenry, capacitățile în μF, rezistența difuzorului în ohmi, iar frecvența de separație în herți.

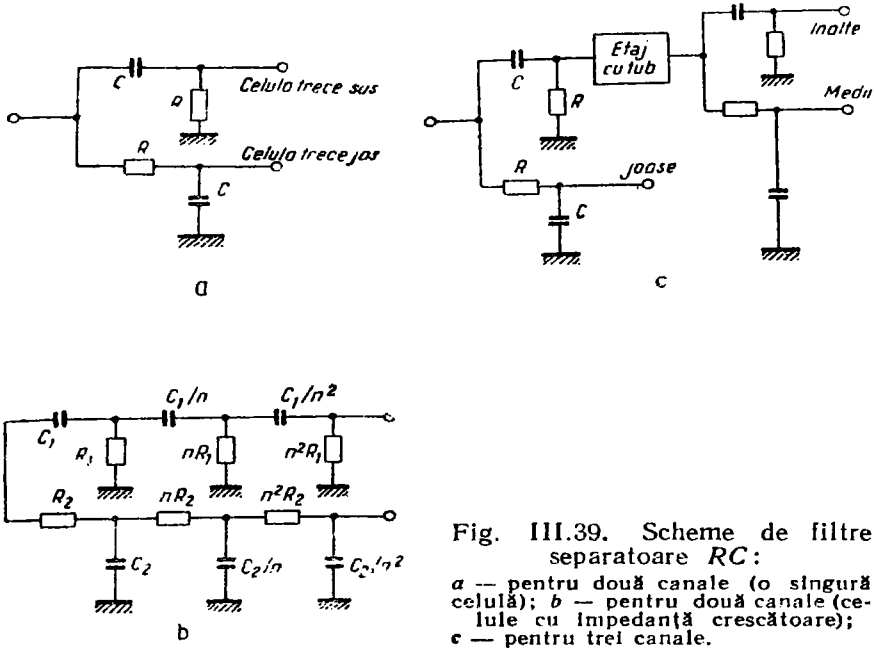


Fig. III.39. Scheme de filtre separatoare *RC*:
a — pentru două canale (o singură celulă); *b* — pentru două canale (celule cu impedanță crescătoare); *c* — pentru trei canale.

În cazul filtrelor *RC*, frecvența de separație f_s, rezistența R și capacitatea C sînt legate între ele prin expresia $f_s = \frac{1}{6{,}28\ RC}$. Valoarea lui R se alege astfel, încît să fie mult mai mare decît rezistența de ieșire a etajului precedent, dar mult mai mică decît rezistența din grila tubului care urmează. Această condiție este mai greu de realizat în cazul filtrelor cu impedanță crescătoare (la care rezistențele cresc de *n* ori spre sfîrșitul filtrului, în timp ce capacitățile scad de același număr de ori). În general, R are valori de ordinul zecilor sau sutelor de kiloohmi.

În cazul mai multor celule, pentru evitarea neregularităţilor în curba reprezentînd suma puterilor difuzoarelor care radiază, frecvenţele de separaţie au expresiile: $f_1 = af$, şi $f_2 = \frac{f_s}{a}$, în care f, este frecvenţa de separaţie în cazul

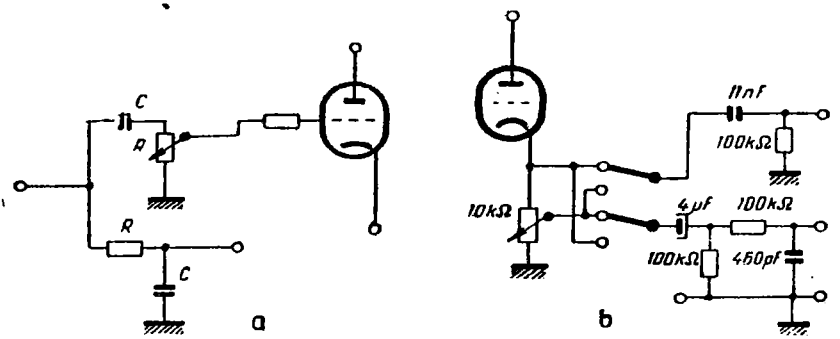


Fig.III.40. Scheme pentru realizarea echilibrului sonor în cazul filtrelor separatoare *RC*:
a — reglînd nivelul frecvenţelor înalte; *b* — reglînd nivelul pe oricare dintre canale.

unei singure celule, iar *a* un coeficient care depinde de numărul celulelor: el are valoarea 1,57 în cazul folosirii a două celule şi 1,96 pentru trei celule etc.

7. TRANSFORMATOARE DE IEŞIRE PENTRU AMPLIFICATOARELE DE ÎNALTĂ FIDELITATE

Transformatorul de ieşire este un accesoriu important al etajului final, determinant pentru calitatea reproducerii sonore. Din această cauză, transformatoarele de ieşire utilizate în amplificatoarele de înaltă fidelitate trebuie să aibă parametri de valoare mult mai ridicată decît cei ai transformatoarelor obişnuite.

Fidelitatea transformatoarelor la frecvenţe joase şi înalte se realizează prin procedee care permit ameliorarea cuplajului dintre înfăşurarea primară şi cea secundară (inductanţă mică de scăpări), fără diminuarea inductanţei primare. Aceste procedee constau în utilizarea unor tole cu permeabilitate mare şi în dispunerea judicioasă a înfăşurărilor. Cele mai bune rezultate se obţin folosind tole de asemenea formă, încît bobinajul care rezultă să fie mai mult lung decît gros; acesta

este cazul transformatoarelor de ieşire cu miez „dublu C", mult utilizat în ultimii ani.

Utilizarea unor materiale magnetice cu particule orientate sau a altora cu permeabilitate mare, precum şi folosirea unor înfăşurări stratificate şi alternate au condus la realizarea unor transformatoare de ieşire pentru amplificatoarele de înaltă fidelitate avînd inductanţa primară de aproximativ 100 H şi inductanţa de scăpări mai mică decît 20 mH.

Prin micşorarea inductanţei de scăpări şi a capacităţii proprii a transformatorului, defazajul provocat de acestea în domeniul frecvenţelor înalte este foarte redus, încît este posibilă aplicarea unei reacţii negative eficace în amplificator.

În general, transformatoarele de ieşire utilizate în amplificatoarele de înaltă fidelitate prezintă exigenţe diferite, în funcţie de schema etajului final şi de parametrii impuşi acesteia.

a. Transformatoare de ieşire utilizate în montajul ultraliniar

Acestea trebuie să îndeplinească unele condiţii specifice pentru a permite funcţionarea optimă a montajului ultraliniar şi anume:

— să convină tuburilor folosite în etajul final, din punctul de vedere al prizelor prevăzute în înfăşurarea primară (priză optimă);

— prizele efectuate în fiecare jumătate a înfăşurării primare să fie simetrice; în caz contrar cresc în mod apreciabil distorsiunile;

— miezul transformatoarleor trebuie să fie realizat din materiale de calitate, spre a obţine transmiterea puterii pînă la cea mai joasă frecvenţă a spectrului audio şi pentru a evita distorsiunea neliniară datorită saturaţiei miezului, în condiţiile utilizării unor dimensiuni cît mai reduse ale acestuia;

— inductanţa de scăpări şi capacitatea parazită a transformatorului să fie cît mai reduse, pentru a se evita riscul unor oscilaţii parazite şi al distorsiunii de frecvenţă în domeniul frecvenţelor înalte.

Dacă transformatorul de ieşire este necorespunzător, într-un amplificator ultraliniar pot să apară oscilaţii parazite de frecvenţă înaltă, din cauze multiple. Sînt două moduri

principale de oscilaţie în montajul ultraliniar: oscilaţii în circuitul de ieşire al tuburilor finale, datorită cuplajelor inductive încrucişate şi oscilaţii în unul sau amîndouă etajele de ieşire, produse în mod analog celor întîlnite în cazul oscilatoarelor Colpits. Primul mod de oscilaţii se produce datorită cuplajului inductiv (prin inductanţa de scăpări) între ecranul tubului T_1 şi anodul tubului T_2, precum şi între ecranul tubului T_2 şi anodul tubului T_1 (cu T_1 şi T_2 au fost notate în mod convenţional cele două tuburi finale); acest mod de oscilaţie este posibil şi datorită capacităţilor parazite corespunzătoare. Celălalt mod de oscilaţie se datoreşte inductanţei de scăpări dintre anodul şi ecranul aceluiaşi tub şi capacităţilor parazite dintre anod-masă şi ecran-masă.

În consecinţă, cuplajul inductiv între ecranul şi anodul corespunzător trebuie să fie mai strîns decît cu anodul celălalt şi cu sarcina; capacităţile parazite de cuplaj între ecranul unui tub şi anodul celuilalt tub (C_{a1-e2}, C_{a2-e1}) trebuie să fie cît mai mici; mărimea inductanţei de scăpări între anodul şi ecranul aceluiaşi tub (L_{sa1-e1}, L_{sa2-e2}) şi capacităţile anod-masă, ecran-masă să fie cît mai reduse.

Pentru satisfacerea cerinţelor specificate mai sus se impun unele măsuri constructive: amplasarea la distanţă a înfăşurării de ecran a unui tub faţă de înfăşurarea anodică a celuilalt; amplasarea alăturată a înfăşurărilor de anod şi ecran destinate aceluiaşi tub, în cazul secţionării primarului; dacă se secţionează fiecare jumătate a înfăşurării primare, secţiunile trebuie să conţină subsecţiuni de anod şi ecran în aceeaşi proporţie ca întreaga jumătate a înfăşurării primare; distribuirea într-un mod special a secţiunilor înfăşurării primare şi secundare.

În fig. III.41 sînt reprezentate două scheme de înfăşurare conform condiţiilor menţionate. În fig. III.41 *a*, este reprezentat un transformator de ieşire ale cărui înfăşurări sînt legate în serie, iar în fig. III. 41, *b*, în paralel.

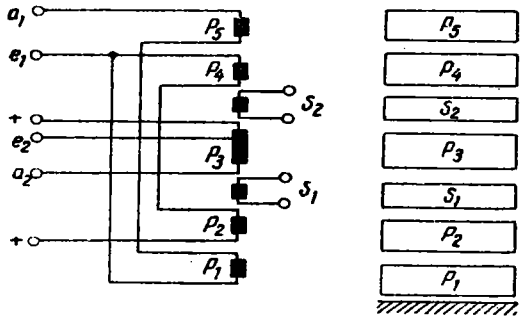
Secţiunile P_1, P_2 P_3 şi P_4 din prima figură sînt identice ca număr de spire; în figura cealaltă, secţiunile P_1, P_2 sînt bobinate în sens contrar secţiunilor P_3, P_4.

Cele două scheme prezentate sînt foarte complexe şi se recomandă, în general, pentru puteri mai mari decît 20 W şi în cazul în care inductanţa de scăpări trebuie să fie foarte mică.

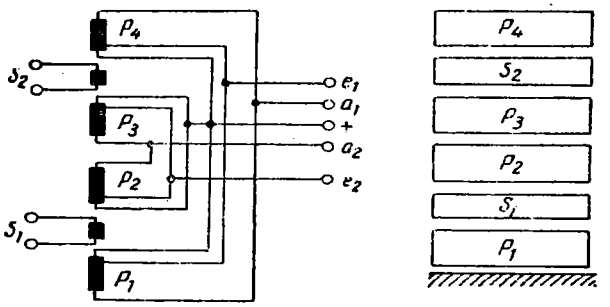
Pentru puteri mai mici şi cînd condiţiile privind inductanţa de scăpări sînt mai largi, prin inversarea poziţiei

înfăşurărilor primare şi secundare se obţine o schemă mai simplă (fig. III.42) care oferă rezultate foarte bune.

Un alt tip de înfăşurare recomandat pentru transformatoarele utilizate în amplificatoarele ultraliniare este cel



a

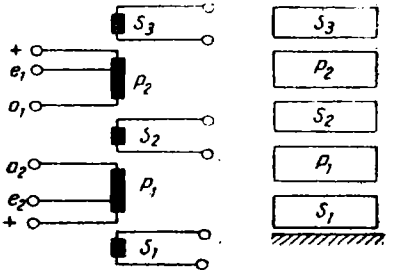


b

Fig.III.41. Scheme de înfăşurare în straturi pentru transformatoarele de ieşire lucrînd în montaj ultraliniar:
a — înfăşurări legate în serie; *b* — înfăşurări legate în paralel.

reprezentat în fig. III. 43. Pentru asigurarea unei mari simetrii se foloseşte dispunerea înfăşurărilor în galeţi; pentru micşorarea capacităţii transformatorului, înfăşurările se divizează în mai multe secţiuni, iar pentru reducerea inductanţei de scăpări, acestea se alternează, ca la transformatoarele obişnuite.

Fig.III.42. Schemă simplă de înfăşurare în stratri pentru transformatoarele de ieşire lucrînd în montaj ultraliniar.



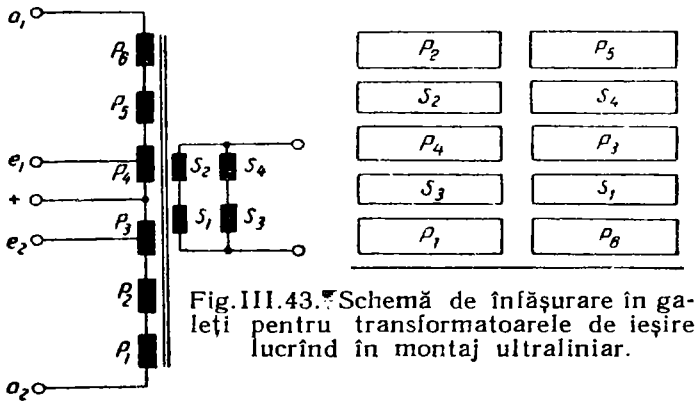


Fig.III.43. Schemă de înfăşurare în galeţi pentru transformatoarele de ieşire lucrînd în montaj ultraliniar.

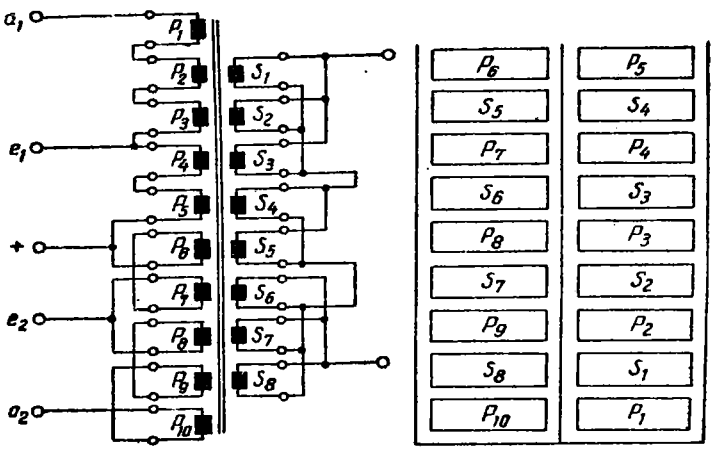


Fig.III.44. Schemă de înfăşurare în galeţi pentru transformatoarele de ieşire în montaj ultraliniar, cu posibilităţi multiple de adaptare a sarcinii.

Secțiunile P_3, P_5, P_6 se bobinează în sens contrar celorlalte.

În fig. III. 44 este reprezentată o schemă asemănătoare cu cea din fig. III. 43, dar care oferă posibilități multiple de adaptare a unor sarcini diferite la etajul final.

b. Transformatoare de ieșire pentru montajul cu sarcină catodică totală

Acestea nu ridică probleme atît de complexe ca cele descrise anterior. Datorită rezistenței interne mici a etajului final, ele se realizează în condiții relativ ușoare, obținîndu-se rezultate bune în domeniul frecvențelor joase cu o inductanță a înfășurării primare de valoare redusă.

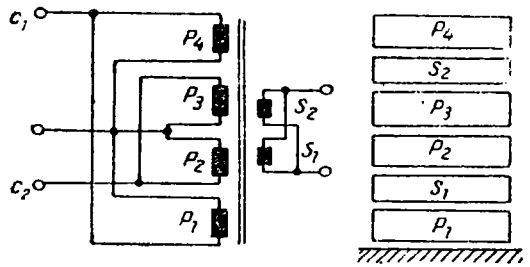


Fig.III.45. Schemă de înfășurare pentru transformatoarele de ieșire lucrînd în montaj cu sarcină catodică totală.

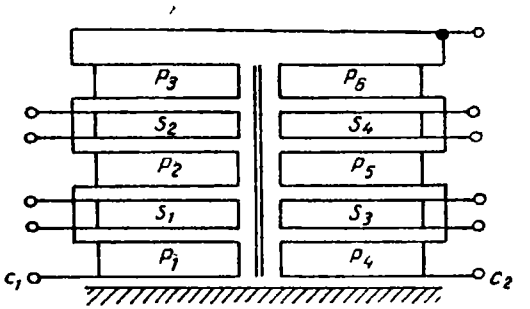


Fig.III.46. Schemă de înfășurare în galeți pentru transformatoarele de ieșire lucrînd în montaj cu sarcină catodică totală.

În ceea ce privește schemele de înfășurare, acestea se realizează în straturi secționate și alternate, uneori folosindu-se dispunerea înfășurărilor în galeți.

În fig. III.45 este reprezentată una din schemele de înfășurare posibile, utilizată în montajul cu sarcină catodică totală.

Înfășurările P_3 și P_4 se bobinează în sens contrar celorlalte.

Un alt mod de înfășurare asemănător celui din fig. III.44, utilizat pentru transformatoarele din același montaj este cel reprezentat în fig. III. 46.

În fig. III.47 sînt prezentate cîteva scheme de realizare a înfășurărilor secționate și alternate, indicîndu-se prin

mărimea m, de cîte ori scade în acest fel inductanţa de scăpări faţă de cazul înfăşurărilor nealternate.

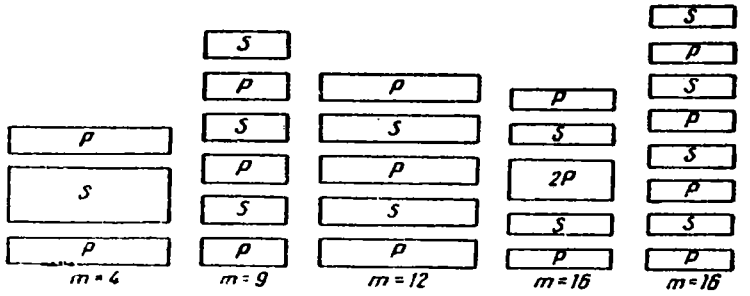


Fig.III.47. Scheme de înfăşurare pentru transformatoarele de ieşire cu inductanţă mică de scăpări.

c. Transformatoare de ieşire pentru montajul cu sarcină distribuită între anod şi catod

În ceea ce priveşte transformatoarele destinate să lucreze în asemenea montaje, acestea trebuie să fie realizate după scheme care să asigure o bună simetrie şi, bine înţeles, să aibă parametri de valoare corespunzătoare. În acest scop pot fi utilizate tipurile de înfăşurare în galeţi, asemănătoare celor de mai sus, sau o înfăşurare în straturi de tipul celei reprezentate în fig. III.48.

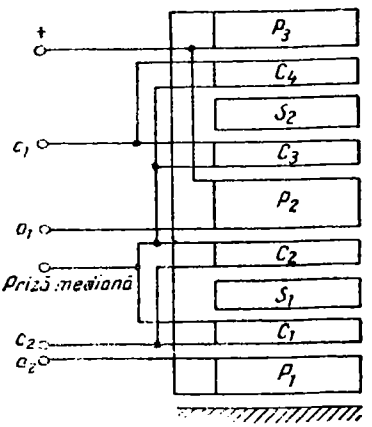


Fig.III.48. Schemă de înfăşurare pentru transformatoarele de ieşire lucrînd în montaj cu sarcină distribuită.

Această înfăşurare, recomandabilă pentru etajul final din fig. III. 30, egalizează rezistenţa înfăşurărilor şi inductanţa de scăpări pentru fiecare jumătate de primar faţă de întregul secundar şi reduce capacitatea proprie a înfăşurării primare. Asemenea înfăşurare se recomandă şi pentru etaje finale obişnuite, lucrînd în clasă AB sau B.

Pentru etajul cu sarcină distribuită, reprezentat în fig. III. 32, secţiunile bifilare ale înfăşurării primare, re-

partizate în anod şi catod, se dispun conform schemei din fig. III.49. Secţiunile *1, a* şi *2, c* sînt bobinate împreună şi reprezintă una din înfăşurările primare, repartizată în

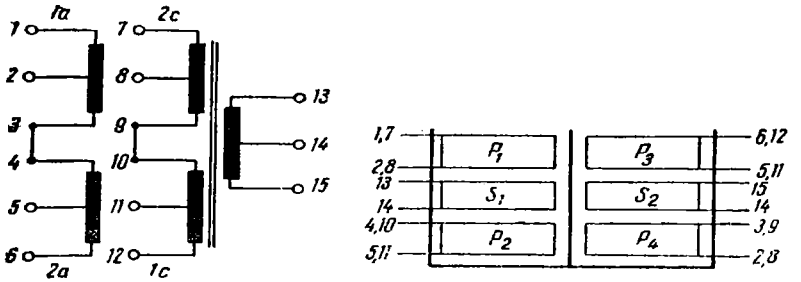


Fig.III.49. Schemă de înfăşurare pentru transformatoarele de ieşire lucrînd în montajul cu sarcină distribuită, clasă B.

anodul unui tub şi catodul celuilalt; acelaşi lucru despre secţiunile *2, a* şi *1, c*. Secţiunile P_3, P_4 şi S_2 se înfăşoară în sens contrar celorlalte.

d. Materiale magnetice folosite pentru miezurile transformatoarelor de ieşire de înaltă fidelitate

Cerinţele impuse materialelor magnetice folosite pentru miezurile transformatoarelor de ieşire sînt în principal două: o înaltă permeabilitate pentru cîmpul magnetic alternativ şi pierderi scăzute prin histerezis şi curenţi turbionari; de modul în care sînt satisfăcute aceste cerinţe depinde în mare măsură calitatea transformatorului de ieşire.

Există o mare varietate de materiale magnetice care se folosesc pentru realizarea miezurilor transformatoarelor de ieşire.

În ultimii ani au fost utilizate, aproape în exclusivitate, oţelurile cu siliciu cu particule orientate pentru realizarea transformatoarelor de înaltă fidelitate. Acestea se caracterizează printr-o permeabilitate relativă ridicată, prin valori mari ale inductanţei maxime admisibile, prin distorsiuni neliniare şi de frecvenţă reduse, prin pierderi mici.

În cele ce urmează, vor fi prezentate, pe scurt, cîteva date caracteristice ale unui asemenea material, pentru a uşura comparaţia acestuia cu materialele magnetice obişnuite. Astfel, în ceea ce priveşte permeabilitatea relativă maximă,

materialul magnetic cu particule orientate are valori peste 10 000, pe cînd oţelurile cu siliciu obişnuite au sub această valoare. Permeabilitatea relativă iniţială este aproximativ de aceeaşi valoare şi anume în jur de 600—800 pentru ambele categorii de materiale. Inducţia la care permeabilitatea relativă este maximă este cuprinsă între 4 000 şi 5 000 Gs pentru oţelurile cu siliciu obişnuite şi de 1—2 ori mai mare pentru materialele cu particule orientate. Inducţia de saturaţie este, de asemenea, foarte ridicată, putînd atinge valori de 15 000 Gs. În ceea ce priveşte distorsiunea neliniară, miezul din material cu particule orientate este, de asemenea, superior. Astfel, pentru o valoare a inducţiei de 1 000 Gs, distorsiunea neliniară este mai mică de aproximativ două ori de cît cea produsă de materialele celelalte, iar la 10 000 Gs este de 1—5 ori mai mică. La inducţii scăzute însă (sub 20 Gs) distorsiunea neliniară produsă de materialul cu particule orientate o depăşeşte ca valoare pe cea datorită materialelor celorlalte. Din această cauză şi ţinînd seamă şi de faptul că îmbunătăţirea permeabilităţii relative este neglijabilă, materialul cu particule orientate nu se utilizează pentru inducţii mici de lucru; el se recomandă doar pentru transformatoarele de putere medie şi mare. În ceea ce priveşte distorsiunea de frecvenţă, materialul cu particule orientate este, de asemenea, mai bun. La o inducţie foarte scăzută (circa 10 Gs) un semnal de frecvenţă joasă (25 Hz de exemplu) este transmis cu o atenuare de două ori mai mică decît o face miezul din materialul celălalt. Mai mult, începînd de la aproximativ 100 G,, atenuarea aceleeaşi frecvenţe este practic constantă pînă la inducţii de 15 000—20 000 Gs pe cînd materialele obişunite atenuează brusc după 10 000 Gs.

Aceasta înseamnă că, curba de răspuns a transformatorului de ieşire rămîne aproximativ aceeaşi, independent de valoarea tensiunilor alternative aplicate acestuia. Pierderile în materialele cu particule orientate sînt de aproximativ 2—3 ori mai mici de cît cele corespunzătoare celorlalte materiale, la inducţii superioare valorii de 10 000 Gs.

Un dezavantaj al materialelor cu particule orientate constă în aceea, că ele au proprietăţi optime doar în cazul în care direcţia de magnetizare coincide cu direcţia de laminare, şi din această cauză ele nu pot fi utilizate sub forma

Tabela III. 10

Tipul înfășurării conform figurilor menționate în coloane	Fig. III.41*b*	Fig. III.43	Fig. III.41,*a*	Fig. III. 48	Fig. III. 44	Fig. III. 42
Tipul tolei	*E*—16	*E*—16	*E* 16	*E*—16	*E* 25	*E*—16
Grosimea tolei, mm	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
Secțiunea miezului magnetic, cm²	18,3	18,3	12,8	18,3	25	12,8
Numărul de spire al secțiunilor transformatorului	$P_1 = 1\,500$; priză după 855	$P_1 = 375$	$P_1 = 820$	$P_1 = 200$	$P_1 ... P_{10}$ câte 190	P_1=1 950; priză la 682
	$S_1 = 150$	$P_2 = 375$	$P_2 = 205$	$P_2 = 400$		$P_2 = 1\,950$; priză la 1 268
	$P_2 = 1\,500$; priză la 645	$P_3 = 750$; priză la 105	$S_1 = 90$	$P_3 = 200$	$S_1 ... S_0$, câte 30 spire	$S_1 = 50$

	$P_3 = 1\,500$; priză la 855	$P_4 = 750$; priză la 645	$P_3 = 2\,050$; priză la 1 640	$C_1 = 70$		$S_2 = 112$
	$S_2 = 150$	$P_5 = 375$	$S_2 = 90$	$C_2 = 70$		$S_3 = 56$
	$P_4 = 1\,500$; priză la 645 —	$P_6 = 375$	$P_4 = 205$	$C_3 = 70$		
	—	$S_1 = 75$	$P_5 = 820$	$C_4 = 70$		—
		$S_2 = 75$	—	$S_1 = 25$		—
	—	$S_3 = 75$ $S_4 = 75$	— —	$S_2 = 25$ —		— —
Tipul sîrmei de bobinaj	Sîrmă emailată					
Diametrul sîrmei înfășurărilor, mm	P: 0,17; S: 0,6	P: 0,28; S: 0,6	P:0,2; S: 0,9	P: 0,2; C: 0,2; S: 0,6	P: 0,28 $S = 1$	P: 0,2; S: 0,7

Tabela III.10 (continuare)

Tipul înfăşurării conform figurilor menţionate în coloane	Fig. III. 4, *b*	Fig. III. 43	Fig. III. 41, *a*	Fig. III. 48	Fig. III. 44	Fig. III. 42
Izolaţia transformatorului	între straturi				între straturi	
	2×30 μ	2×30 μ	1 ×30μ	1×30	3×30	1×30
	între primar şi secundar				între primar şi secundar	
	2 ×30 μ	1×30 μ + 1 strat hîrtie uleiată	2×30 μ	—	1×30 μ + 1 strat de hîrtie uleiată	2×30 μ
Materialul carcasei	Preşpan					
	1,5 mm grosime	1,5 mm grosim	1 mm grosime	1,5 mm grosime	1,5 mm grosime	—
Inductanţa primarului, H	47 H la 2,5 V; 80 Hz	42 H la 1,5 V; 80 Hz	80 H la 2,5V; 80 Hz	9 H	23 H la 1,5 V; 80 Hz	50 H la 2,5 V; 80 Hz

Inductanță de scăpări primar secundar, mH	19 mH la 800 Hz	20 mH la 800 Hz	22 mH la 800 Hz	—	3,6 mH la 800 Hz	17 mH la 800 Hz
Rezistența înfășurării primare, Ω	275	200	530	84	310	380
Rezistența înfășurării secundare, Ω	1,2	1,1	0,9	1	0,45	2
Rezistența optimă a tuburilor, kΩ	6 600	6 600	8 000	6 600	6 600	8 000
Rezistențe de sarcină care se pot adapta	15 Ω, conf. fig. III 41, *b* 60 Ω: S_1 și S_2 în serie	15 Ω, conf. fig. III. 43	13 Ω pentru S_1, S_2 în serie; 3,5 pentru S_1, S_2 în paralel	15 Ω, conf. fig. III. 48 63 Ω; 4 Ω	12-16 Ω, conf. fig. III. 44 și 6—8 Ω pentru S_1, S_2, S_3, S_4 în paralel, înseriate cu S_5, S_6 S_7, S_8 în paralel	22 Ω, conf. fig. III. 42
Puterea nominală, W	25	25	10	15	20	10
Puterea maximă, W	40	40	15—20	20—25	40	15—20
Priză	43%	43%	20%	—	40%	35%

Tabela III.11

Tipul transformatorului	XH8010B	FH26B	XH6625B	CTB UL458
Tipul miezului	Miez C (particule orientate)	Miez C (particule orientate)	Miez C (particule orientate)	Miez dublu C (particule orientate)
Impedanța de sarcină, Ω	0,6; 2,5; 5; 10; 15; 20;	0,6; 2,5; 5; 10; 15;20;	0,6; 2,5; 5; 10; 15; 20;	1; 4; 9; 16;
Rezistența primarului, Ω	250	400	140	200
Inductanța primarului, H	145 H la puterea nominală	320 H la puterea nominală; 58 H la 1,5V, 80 Hz	300H la puterea nominală	100H la 10V, 50 Hz;
Inductanța de scăpări primar-secundar, mH	14	16	12	—
Puterea nominală, W	8	15	30	30
Puterea maximă, W	15	30	50	—
Priză	35%	43%	43%	43%
Banda de frecvențe, Hz	—	—	—	20 Hz-19kHz la 30 W
Impedanța optimă	8 000	6 600	6 600	6 600

de tole obișnuite, ci sub forme speciale, cunoscute sub numele de miez în *C* sau dublu C, cum se vede în fig. III. 50. Cu rezultate satisfăcătoare se pot folosi și tolele din oțel siliciu 3_4AA, utilizat în mod obișnuit în țara noastră

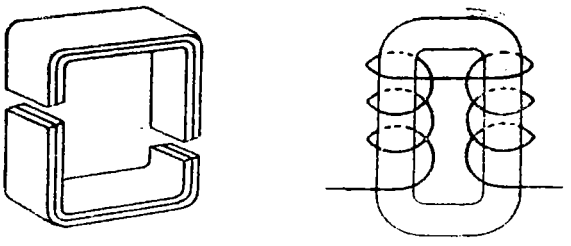


Fig.III.50. Miez pentru transformatoarele de ieșire în C și dublu C:
a — în C; *b* — în dublu C.

pentru realizarea transformatoarelor de joasă frecvență. Date referitoare la unele transformatoare de ieșire sînt prezentate în tabela III.10 Pentru comparație, în tabela III.11 sînt prezentate și date ale unor transformatoare avînd miez din materiale magnetice cu particule orientate.

8. AMPLIFICATOARE DE PUTERE DE ÎNALTĂ FIDELITATE CU TRANZISTOARE

Utilizarea tranzistoarelor în amplificatoarele de putere de înaltă fidelitate este legată, în principal, de posibilitatea suprimării transformatorului de ieșire, ceea ce are ca urmare ameliorarea în mare măsură a parametrilor amplificatorului. Alți factori, cum sînt: reducerea greutății amplificatorului, micșorarea disipației calorice etc., proprii utilizării tranzistoarelor, sînt de mai mică importanță pentru amplificatoarele de înaltă fidelitate.

Utilizarea tranzistoarelor în amplificatoarele de putere de înaltă fidelitate conduce, în general, la rezultate inferioare celor care se obțin folosind tuburi electronice, din cauza unor deficiențe proprii tranzistoarelor.

Unul dintre neajunsurile tranzistoarelor constă în dificultatea de a realiza simultan o putere disipată mare și o frecvență de tăiere ridicată. Tranzistoarele actuale oferă

un randament acceptabil doar în montaj, cu emiterul comun în etajul final. Ori, în acest tip de conectare, tranzistoarele curente de germaniu cu joncțiune, fabricate prin aliere, au o frecvență de tăiere redusă, de ordinul a 3—10 kHz. Există însă tranzistoare cu siliciu, realizate prin difuzie, avînd o frecvență de tăiere de ordinul a cîtorva megaherți, care rezolvă problema în condiții optime, dar sînt prea costisitoare. Există, de asemenea, tranzistoare de germaniu cu joncțiune, fabricate prin difuzie, care au proprietăți similare celor cu siliciu și preț de cost accesibil. Neajunsul acestora, constînd în nestabilitatea în funcționare, este pe cale de a fi înlăturat, încît în următorii cîțiva ani tranzistoarele de putere mare vor fi de calitate superioară celor actuale, ceea ce va permite să se realizeze amplificatoare cu tranzistoare cu performanțe superioare.

Există și alte neajunsuri care limitează utilizarea tranzistoarelor în amplificatoarele de putere de înaltă fidelitate. Astfel, aceștia prezintă o neliniaritate mai mare decît tuburile electronice, ceea ce cauzează o distorsiune importantă (aceasta poate fi redusă printr-o reacție negativă puternică, dar scad amplificarea și randamentul montajului) necesită tensiuni de polarizare constante, măsuri pentru stabilitatea termică, a dispersiei de fabricație a parametrilor, dispozitive pentru radierea căldurii etc.

În scopul obținerii unor puteri mari la ieșire, tranzistoarele utilizate în etajul final trebuie să lucreze în clasă B, ceea ce are ca urmare mărirea distorsiunii neliniare.

Amplificatoarele de putere de înaltă fidelitate cu tranzistoare se compun, în principiu, din aceleași etaje ca și amplificatoarele cu tuburi electronice. Mai mult, acestea reproduc în mod obișnuit schemele cu tuburi electronice.

În general, acestea sînt de două categorii: amplificatoare cu sau fără transformator de ieșire și amplificatoare cu sau fără transformator prefinal.

Montajul recomandabil și folosit de altfel în foarte multe amplificatoare de înaltă fidelitate cu tranzistoare este o combinație a celor două tipuri menționate. El se caracterizează prin folosirea unui etaj prefinal constituit dintr-un tranzistor de putere medie și cu frecvență de tăiere ridicată și un transformator de înaltă calitate, precum și dintr-un etaj final în contratimp-serie fără transformator de ieșire.

Adoptarea unei asemenea formule este impusă de o serie de particularități ale schemelor cu tranzistoare. În general,

transformatoarele sînt contraindicate în amplificatoarele cu tranzistoare deoarece măresc greutatea acestora pe de o parte, iar pe de altă parte provoacă aceleaşi neajunsuri ca şi în montajele cu tuburi electronice (reducerea gamei de frecvenţă, mărirea gradului de instabilitate etc.) Mai mult, la funcţionarea în clasă B apar distorsiuni neliniare specifice, pentru micşorarea cărora este necesară reducerea inductanţei de scăpări a transformatoarelor, obiectiv mai uşor de realizat în cazul transformatorului prefinal decît în cazul celui de ieşire. Un alt motiv pentru care se adoptă schema cu transformator prefinal constă în faptul că, acesta realizează o bună adaptare a impedanţelor etajului final şi etajului prefinal, amplificare în curent, mărirea stabilităţii montajului ca urmare a posibilităţii de folosire a unei rezistenţe de valoare redusă în circuitul de bază al tranzistoarelor finale; se evită, de asemenea, pericolul ambalării termice, care poate să apară la puteri mari în cazul măririi numărului etajelor de amplificare cuplate direct.

Se înţelege însă, că se folosesc şi scheme fără transformator prefinal şi cu transformator de ieşire sau alte montaje asemănătoare celor echipate cu tuburi electronice.

În fig. III.51 este reprezentată schema unui etaj final fără transformator de ieşire.

În mod obişnuit, se utilizează tranzistoare *pnp*, polarizate în clasă B, în montaj cu emitorul comun, care asigură o amplificare de putere mare.

Difuzorul se conectează de multe ori direct, fără a se folosi un condensator de cuplaj, care ar trebui să fie de valoare foarte mare pentru a nu produce o atenuare apreciabilă a tensiunii de ieşire în domeniul frecvenţelor joase. Acest lucru este posibil folosind polarizarea tranzistoarelor cu două tensiuni egale şi de sens contrar în locul uneia singure de valoare dublă.

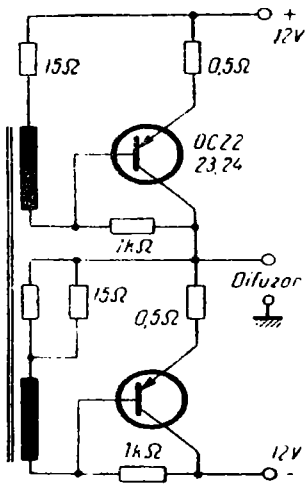


Fig. III.51. Etaj final fără transformator de ieşire echipat cu tranzistoare.

Pentru stabilizarea punctului de funcţionare ales, în raport cu temperatura şi dispersia de fabricaţie a parametrilor tranzistoarelor, se folosesc metode obişnuite: utili-

zarea unei reacţii negative folosind rezistenţe în circuitul de emitor (reacţie serie) sau între colector şi bază (reacţie derivaţie) sau utilizarea unor elemente neliniare care compensează variaţiile cu temperatura (diode, termistoare).

În cazul de faţă se folosesc rezistenţe de valoare mică în circuitul de emitor şi între bază şi amitor.

Tranzistoarele de putere propriu-zise ale etajului final

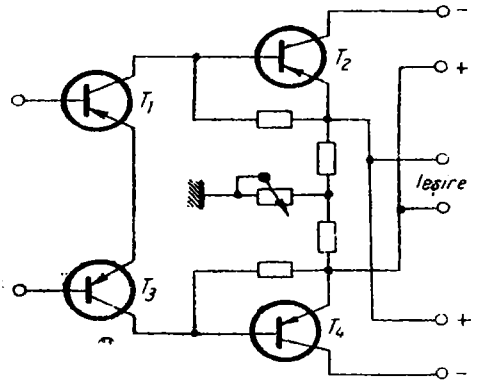


Fig.III.52. Etaj final cu tranzistoare avînd rezistenţa de intrare mărită prin adăugarea unor tranzistoare suplimentare.

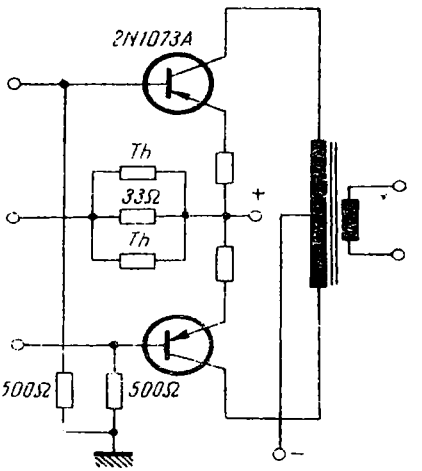


Fig.III.53. Etaj final cu tranzistoare, prevăzut cu transformator de ieşire.

sînt precedate uneori de tranzistoare suplimentare, în scopul măririi impedanţei de intrare a schemei şi deci al unei mai bune adaptări a etajului final cu cel prefinal, cum se vede în fig. III. 52.

În fig. III.53 este reprezentată schema unui etaj final prevăzut cu transformator de ieşire.

Aici, pentru stabilizarea termică se utilizează termistoare conectate în paralel pe rezistenţa de polarizare din circuitul de emitor.

Unele montaje folosesc tranzistoare complementare.

În ceea ce priveşte etajul prefinal, acesta este de regulă şi inversor de fază. Numeroasele metode permiţînd obţinerea unei inversări de fază cu tuburi electronice sînt în principiu aplicabile şi în cazul tranzistoarelor.

În fig. III. 54 este prezentat un etaj prefinal constituit din două tranzistoare, lucrînd ca inversor de fază analog montajului cu cuplaj catodic, şi dintr-un transformator ridicător.

Tranzistoarele folosite sînt de tip *pnp*. Pentru echilibrarea curenţilor lor de colector se foloseşte potenţiometrul montat în circuitul de emitor. Transformatorul are dimensiuni mici şi nu posedă întrefier, întrucît curenţii continui ce-l străbat au o acţiune magnetizantă de sens contrar. Pentru micşorarea inductanţei de scăpări, înfăşurările secundare se bobinează împreună.

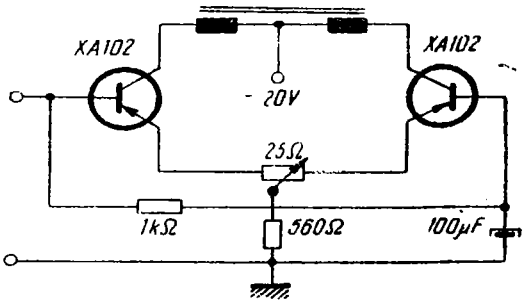


Fig. III.54. Inversor de fază cu cuplaj catodic echipat cu tranzistoare.

Uneori, pentru amortizarea rezonanţelor parazite ale transformatorului se conectează cîte un grup *RC* în paralel pe fiecare jumătate a înfăşurării acestuia.

În alte scheme, tensiunile în antifază, necesare pentru excitarea tranzistoarelor finale,

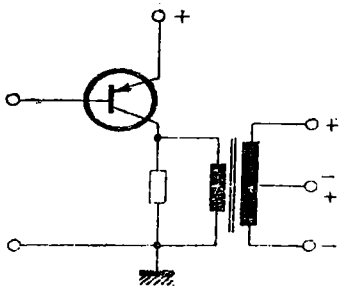


Fig. III.55. Inversor de fază cu tranzistoare utilizînd un transformator de defazare.

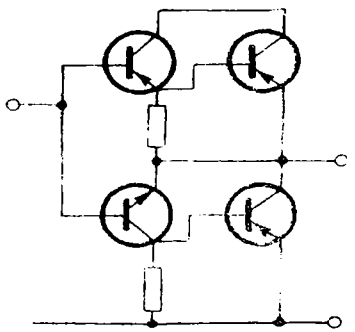


Fig. III.56. Schemă pentru inversarea fazei cu ajutorul unui tranzistor *npn*.

se obţin în înfăşurările secundare ale transformatorului prefinal, cum se vede în fig. III. 55

Des folosită pentru obţinerea tensiunilor de excitaţie este schema din fig. III. 56, care foloseşte un tranzistor *npn*, ceea ce simplifică montajul şi stabilizarea acestuia.

În schemele mai simple se foloseşte ca inversor de fază un montaj analog catodinei.

În sfîrşit, etajul de intrare, destinat pentru amplificarea semnalului furnizat de preamplificator şi pentru aplicarea unei reacţii negative globale, este realizat, în general, cu un tranzistor în montaj cu emitorul comun.

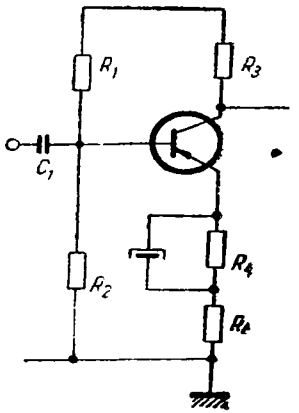


Fig.III.57. Schema de principiu a etajului de intrare al unui amplificator de putere cu tranzistoare.

În fig. III. 57 este reprezentată schema de principiu a etajului de intrare.

Cerinţele impuse acestuia sînt în principal următoarele: tranzistoarele trebuie să aibă o tensiune emitor-colector de valoare redusă şi un curent de emitor, de asemenea, mic, pentru a reduce factorul de zgomot; tranzistoarele trebuie să fie de înaltă frecvenţă.

Se remarcă elementele C_2, R_4 din circuitul de emitor, utilizate pentru stabilizarea montajului.

Capitolul IV

IMBUNĂTĂȚIREA POSIBILITĂȚILOR DE EXPLOATARE A AMPLIFICATOARELOR DE ÎNALTA FIDELITATE

Realizarea unor parametri de valoare ridicată ai amplificatoarelor de înaltă fidelitate se asigură, în afara particularităților de montaj subliniate în capitolele precedente, prin aplicarea unei reacții eficace, prin respectarea anumitor detalii constructive și printr-un reglaj corespunzător.

1. REACȚIA ÎN AMPLIFICATOARELE DE ÎNALTĂ FIDELITATE

În amplificatoarele de înaltă fidelitate se folosesc de o potrivă reacția negativă și cea pozitivă de tensiune și curent.

Reacția negativă de tensiune este cel mai des utilizată datorită avantajelor considerabile pe care le oferă. Ea se folosește sub forma unei bucle globale și sub forma unor bucle de reacție locală; aceasta din urmă are ca scop stabilizarea în mai mare măsură a funcționării etajului respectiv, mărirea gradului de simetrie a tensiunilor de la ieșirea inversoarelor de fază etc.

Reacția pozitivă de tensiune și de curent se utilizează doar în unele scheme, în scopul măririi tensiunii alternative în anumite puncte ale montajului (acest tip de reacție provoacă mărirea distorsiunii neliniare, dar aplicînd o reacție negativă de tensiune, aceasta poate fi redusă la valoarea admisă). Reacția de curent este folosită și pentru micșorarea impedanței de ieșire a amplificatorului.

Reacția negativă de curent (realizată, de obicei, prin folosirea unor rezistențe nedecuplate în catozii tuburilor) permite — cu unele excepții — obținerea acelorași avantaje ca cele pe care le oferă reacția negativă de tensiune. Ea se folosește, în combinație cu reacția negativă de tensiune, pentru modificarea valorii factorului de amortizare.

In afara reacției de tensiune și curent utilizate în mod frecvent în amplificatoare, trebuie să se menționeze faptul că, în ultimii ani au fost folosite reacția proporțională cu viteza bobinei mobile a difuzorului sau cu presiunea acustică furnizată de difuzor, în scopul ameliorării calității reproducerii sonore. Foarte interesantă este ultima, ținînd seamă de faptul că presiunea acustică este mărimea care impresionează urechea ascultătorului. Printre avatajele oferite de aceasta pot fi enumerate: obținerea unei presiuni acustice a cărei amplitudine este proporțională cu cea a tensiunii de la intrarea amplificatorului de putere și în fază cu aceasta, realizarea unui amortisment mare al difuzorului chiar cînd inducția în întrefier a acestuia este de valoare scăzută, suprimarea rezonanțelor difuzorului și cutiei de difuzor, existente în regiunea frecvențelor joase și micșorarea în măsură apreciabilă a distorsiunii neliniare în domeniul acestor frecvențe. posibilitatea folosirii unei cutii de difuzor de dimensiuni reduse cu rezultate asemănătoare celor ce se obțin folosind cutii de difuzor de dimensiuni mari și special studiate în ceea ce privește producerea frecvențelor joase etc.

a. Circuite de reacție

În preamplificatoare se utilizează, în general, reacția negativă de tensiune sub forma unor bucle locale și în același mod reacția negativă de curent.

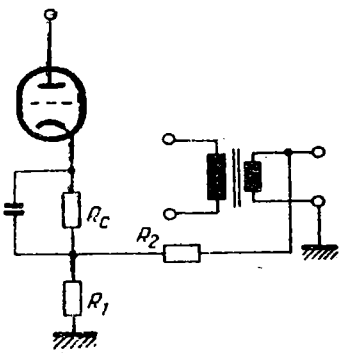


Fig. IV.1. Circuit de reacție negativă globală.

În amplificatoarele de putere, circuitul de reacție utilizat în mod curent este cel reprezentat în fig. IV.1 prin care se realizează o reacție negativă de tensiune.

Tensiunea de reacție se aplică în catodul primului tub al amplificatorului de putere prin intermediul divizorului rezistiv R_1R_2, conectat în derivație pe secundarul transformatorului de ieșire. Pentru ca rezistențele R_1 și R_2 să nu consume o parte importantă din puterea de ieșire, trebuie ca suma acestora să fie de cel puțin 20 ori mai mare decît rezistența de sarcină a amplificatorului. În mod obișnuit acest lucru se realizează folosind o rezis-

tență R_2 de valoare foarte mare; rezistența R_1 are o valoare redusă pentru ca reacția de curent pe care o provoacă în etajul de intrare să nu reducă prea mult amplificarea acestuia. Deoarece R_1 are o valoare mică, negativarea tubului din primul etaj se obține prin rezistența R_c de valoarea necesară. Uneori R_c lipsește, rezistența R_1 servind și pentru negativarea tubului.

Dimensionarea rezistențelor R_1 și R_2 se face în funcție de gradul de reacție negativă impus de valoarea parametrilor care trebuie realizați. Se determină mai întîi rezistența R_1 din considerente de negativare, apoi se determină rezistența R_2, folosind relația:

$$R_2 \approx \frac{R_1}{m-1} A \sqrt{\frac{R_s}{\eta \cdot R_{aa}}},$$

în care: A este amplificarea fără reacție a amplificatorului de putere (raportul dintre tensiunea măsurată în primarul transformatorului de ieșire și tensiunea aplicată la grila primului tub); R_s este rezistența de sarcină; η este randamentul transformatorului de ieșire; R_{aa} este impedanța optimă de sarcină a etajului final, iar m este numărul care exprimă mărimea gradului de reacție.

Relația de mai sus scoate în evidență dependența rezistenței de reacție R_2 de rezistența de sarcină R_s. Aceasta face ca la schimbarea difuzorului conectat în secundarul transformatorului de ieșire să fie modificată și rezistența R_2, pentru ca mărimea gradului de reacție negativă să rămînă neschimbată. De exemplu, dacă pentru o rezistență de sarcină de 9 Ω este necesară o rezistență de reacție de 3 k Ω, pentru o valoare a rezistenței de sarcină de 16 Ω este necesară o rezistență de reacție de 4 k Ω.

Uneori, tensiunea de reacție negativă globală se obține la bornele unei înfășurări diferite de înfășurarea secundară a transformatorului de ieșire, aplicîndu-se apoi la catodul primului tub, la fel ca în schema din fig. IV.1. Adoptarea acestei soluții permite să se micșoreze riscul amorsării unor oscilații parazite de frecvențe foarte înalte, inductanța de scăpări dintre înfășurarea primară și cea de reacție fiind mai mică decît cea dintre înfășurarea primară și cea secundară.

Ea are dezavantajul că nu compensează toate distorsiunile care apar în transformatorul de ieşire.

Pentru realizarea reacţiei negative de tensiune locale se folosesc rezistenţe comune între anozii a două tuburi succesive.

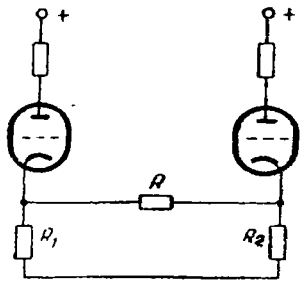


Fig. IV.2. Schemă cu reacţie pozitivă de curent.

Reacţia pozitivă de tensiune se foloseşte, după cum s-a menţionat, în anumite scheme; asemenea situaţie se întîlneşte la amplificatorul fără transformator de ieşire în etajul prefinal. În acelaşi amplificator se utilizează în unele scheme o reacţie pozitivă de curent între primul etaj şi etajul inversor de fază. Aceasta se obţine conectînd o rezistenţă de valoare potrivită între catozii tuburilor care lucrează în etajele menţionate, cum se vede în fig. IV.2.

b. Stabilitatea amplificatoarelor de putere de înaltă fidelitate

Un amplificator de putere supus la o reacţie negativă puternică prezintă întotdeauna riscuri de instabilitate, cu atît mai mari cu cît defazajul între tensiunea de ieşire şi cea de intrare este mai mare. În domeniul frecvenţelor înalte defazajul este produs de inductanţa de scăpări a transformatorului de ieşire şi de capacităţile parazite ale montajului, iar în domeniul frecvenţelor joase de grupurile *RC* de cuplaj între etaje şi de inductanţa înfăşurării primare a transformatorului de ieşire. Pentru a fi posibilă aplicarea unei reacţii puternice este necesar ca aceste defazaje să fie cît mai mici.

În amplificatoarele de putere de înaltă fidelitate, în care reacţia negativă este foarte puternică (20—30 dB), iar numărul etajelor cuprinse în bucla de reacţie este mai mare decît trei, pericolul de oscilaţie parazită este deosebit de mare, condiţiile de instabilitate fiind uşor de îndeplinit.

Pentru ca amplificatorul să nu oscileze sau să nu manifeste tendinţa de oscilaţie pe frecvenţe foarte înalte sau foarte joase sînt necesare anumite precauţii.

Pentru asigurarea stabilităţii, în afara folosirii unui transformator de ieşire de mare calitate şi a executării unui montaj deosebit de îngrijit, se utilizează şi anumite reţele de corecţie care modifică caracteristica de frecvenţă şi de

fază a amplificatorului de putere sau se iau alte măsuri eficace în același scop.

Astfel, pentru asigurarea stabilității la frecvențe joase, se caută să se reducă numărul grupurilor RC de cuplaj între etaje. De aceea, în cele mai multe amplificatoare de putere de înaltă fidelitate cuplajul între etajul de intrare și etajul inversor de fază se face direct. În același scop, valoarea constantelor RC ale grupurilor menționate trebuie să difere de la un etaj la altul. Uneori, pentru micșorarea defazajului la frecvențe joase se elimină condensatoarele de decuplare din catozi, iar rezistențele din divizorul de ecran (în cazul pentodelor) se iau de valoare redusă.

Pentru asigurarea stabilității la frecvențe înalte se folosesc, în special, două tipuri de rețele corectoare. Una dintre acestea se obține conectînd în paralel cu rezistența de reacție R_2 (fig. IV.1) un condensator de valoare potrivită. Circuitul astfel obținut provoacă o rotație de fază care compensează pe cea datorită inductanței de scăpări a transformatorului de ieșire. Valoarea capacității C se determină cu ajutorul relației $C = \frac{1}{6{,}28 f R_2}$, în care f este frecvența înaltă la care se manifestă tendința de oscilație. În practică, valoarea produsului CR_2 este cuprinsă aproximativ între 0,6 și 1,8 μs. În mod obișnuit, valoarea lui C se determină pe cale experimentală, urmărindu-se comportarea amplificatorului, cu ajutorul unui osciloграf catodic, cînd la intrarea lui se aplică un semnal de unde dreptunghiulare cu frecvența de repetiție 10 sau 20 kHz; se alege valoarea lui C pentru care forma impulsurilor este cea mai bună. Trebuie să se menționeze că o dată cu modificarea rezistenței R_2 este necesar să se adopte și pentru C o altă valoare. Astfel, dacă R_2 a crescut de două ori, de exemplu, C trebuie să scadă de același număr de ori, pentru a se păstra neschimbate condițiile de stabilitate a montajului.

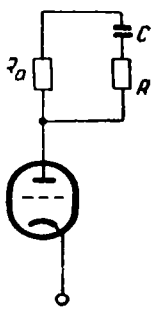


Fig. IV.3. Rețea corectoare de fază.

Celălalt tip de rețea corectoare întîlnit în amplificatoarele de putere de înaltă fidelitate este realizat sub forma unui circuit serie RC, care, de obicei, se înserează în anodul primului tub al amplificatorului. Acest circuit este reprezentat în fig. IV.3.

Aceasta produce o atenuare la frecvenţe înalte, cu o mică rotaţie a fazei, mărind stabilitatea montajului. Frecvenţele la care începe şi se termină atenuarea introdusă de această reţea în curba de răspuns a amplificatorului au expresiile:

$$f_1 = \frac{1}{6{,}28\,C\,(R + R_a)} \text{ şi respectiv } f_2 = \frac{1}{6{,}28\,CR}.$$

În amplificatoarele ultraliniare se iau uneori şi măsuri suplimentare pentru asigurarea stabilităţii de funcţionare. Astfel, pentru a se evita comportarea etajului final ca un oscilator Colpits (determinată de transformatorul de ieşire necorespunzător), se conectează între ecranul şi anodul fiecărui tub de ieşire cîte o capacitate de 500 — 1 000 pF. Pentru stabilizarea etajului final, în unele scheme se folosesc rezistenţe de aproximativ 1 k Ω, introduse în circuitul de ecran a tuburilor finale.

În unele amplificatoare ultraliniare, pentru mărirea stabilităţii se foloseşte uneori o capacitate de ordinul zecilor de picofarazi, conectată între ecranul unuia din tuburile finale şi punctul în care se leagă grupul CR_2 la catodul tubului de intrare.

În sfîrşit, în unele amplificatoare ultraliniare, pentru înlăturarea oricărui risc de oscilaţie parazită se utilizează neutrodinarea pe ecran a tuburilor finale. În acest scop se conectează între grila unui tub şi ecranul celuilalt un condensator de valoare potrivită; reglajul se face aplicînd la grilele tuburilor finale un semnal alternativ de cîţiva volţi şi reglînd condensatoarele pînă cînd tensiunea măsurată pe ecran este nulă, tuburile fiind neîncălzite la filament.

c. Reglarea factorului de amortizare

În primul capitol a fost subliniată necesitatea stabilirii unei valori optime pentru factorul de amortizare în legătură cu calitatea reproducerii sonore.

Ajustarea factorului de amortizare la valoarea necesară se realizează cu ajutorul reacţiei. Există nenumărate soluţii în acest sens, după tipul de reacţie şi după modul de realizare constructivă. Oricare ar fi aceasta însă, se impune ca sesibilitatea ampificatorului să fie independentă de factorul de amortizare şi de asemenea ca circuitul care permite reglarea acestuia să fie independent de frecvenţă.

Una dintre schemele care permite ajustarea factorului de amortizare în aceste condiţii este cea reprezentată în fig. IV.4.

Aceasta foloseşte în acest scop reacţia negativă de tensiune şi de curent. Tensiunea de reacţie negativă se aplică prin rezistenţa R_3, iar reacţia negativă de curent datorită lui R_2. Rezistenţele variabile R_1 şi R_2 sînt astfel realizate, încît creşterea gradului de reacţie de tensiune antrenează o reducere a gradului reacţiei de curent.

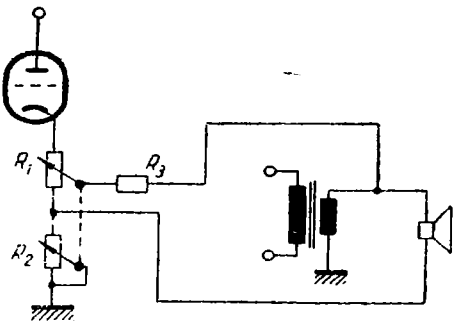


Fig. IV.4. Schemă simplă pentru ajustarea factorului de amortizare.

O altă schemă, care îndeplineşte aceeaşi funcţiune, este reprezentată în fig. IV.5.

Amortismentul difuzorului este comandat printr-o reacţie negativă de tensiune fixă şi o reacţie de curent variabilă ca amplitudine şi fază, ambele aplicate în circuitul de intrare. Tensiunea proporţională cu curentul, care parcurge bobina mobilă a difuzorului, este adusă prin intermediul lui P_1, C_1, R la catodul primului tub al amplificatorului de putere, unde se adaugă la reacţia negativă de tensiune globală aplicată prin rezistenţa R_1. Pentru o anumită poziţie a cursorului potenţiometrului P_1, tensiunea proporţională cu curentul este nulă şi nu există reacţie de curent. Cînd cursorul lui P_1 este în poziţia *1*, reacţia de curent este pozitivă şi impedanţa de ieşire a amplificatorului scade. Cînd cursorul lui P_1 este în poziţia *2*, reacţia de curent este negativă şi ca urmare impedanţa de ieşire creşte, deci amortismentul scade.

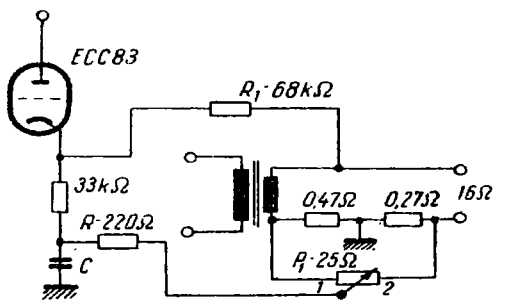


Fig. IV.5. Schemă pentru ajustarea factorului de amortizare utilizînd o reacţie negativă de tensiune fixă şi una variabilă de curent.

Pentru limitarea factorului de amortizare la frecvențe joase se utilizează filtrul R_1C.

2. DETALII DE CONSTRUCȚIE

La realizarea amplificatoarelor de înaltă fidelitate se impun anumite măsuri constructive, în vederea obținerii unor parametri de valoare ridicată și a menținerii acestora în timp.

Măsurile care se recomandă se referă, în general, la amplasarea judicioasă a elementelor montajului, la executarea cablajului, la calitatea materialelor folosite și la toleranța admisă pentru unele elemente, la adoptarea unor soluții specifice privind alimentarea etajelor etc.

În ceea ce privește cablajul, acesta trebuie să fie cît mai scurt și îngrijit realizat, pentru a se evita cuplajele parazite dăunătoare stabilității montajului și mărirea capacităților parazite care provoacă îngustarea benzii de frecvență a amplificatorului. Este recomandabil ca piesele componente să fie montate pe reglete într-o ordine rațională, îndeplinind astfel cerințele de mai sus și ușurînd munca de realizare, verificare și depanare a montajului. Modul de realizare a cablajului are o influență foarte mare și asupra raportului semnal/zgomot al intrărilor de nivel mic. Pentru a nu înrăutăți acest raport, trebuie respectate anumite cerințe privind executarea conexiunilor de masă, în special în cazul preamplificatorului. Astfel, toate masele aceluiași etaj se reunesc la cheia soclului tubului respectiv, iar aceasta se leagă printr-un fir izolat de secțiune mare într-un punct al șasiului situat cît mai apoape de intrarea preamplificatorului. În acest punct al șasiului se leagă în mod asemănător și masele celorlalte etaje ale preamplificatorului, precum și masele celorlalte elemente componente ale montajului, așa cum se vede în fig. IV. 6. În acest fel se evită crearea unor tensiuni parazite de frecvența rețelei acționînd între grilă și catod, ca urmare a trecerii curenților de întoarcere ai alimentării prin șasiu. În cazul amplificatoarelor de putere condițiile sînt mai puțin severe; în mod obișnuit se utilizează un fir de masă comun, (de mare secțiune), legat într-un singur punct la șasiu la care se conectează elementele corespunzătoare.

Protecția contra zgomotului de frecvența rețelei (brum), provenind din cablurile de alimentare a filamentelor, se realizează prin torsadarea acestora. În majoritatea cazurilor

se adoptă anumite metode speciale pentru reducerea acestui zgomot; una dintre acestea constă în utilizarea unui potențiometru entbrumer, așezat în apropierea tubului de intrare al preamplificatorului (poziția acestuia este critică și se stabilește prin încercări). Dacă acesta are o poziție necorespunzătoare, nu se poate obține minimul de zgomot al tubului de intrare, iar uneori zgomotul chiar crește.

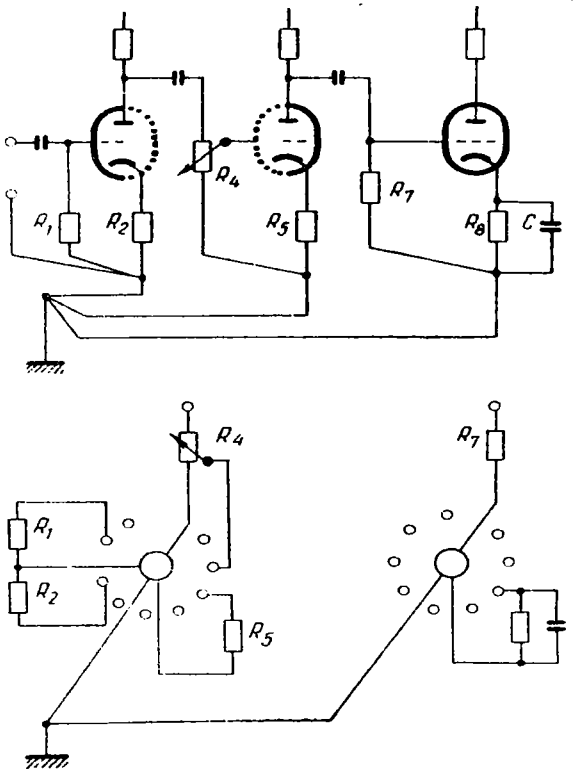


Fig.IV.6. Legarea corectă la masă a conexiunilor preamplificatorului.

Cablurile utilizate pentru conectarea surselor de program la preamplificator trebuie să fie cît mai scurte, pentru reducerea influenței cîmpurilor magnetice perturbatoare și a capacității cablului, care îngustează caracteristica de frecvență. În cazul dozelor magnetice de mare impedanță este necesar să se utilizeze un cablu de capacitate redusă, pentru ca rezonanța serie care se produce (cu inductanța dozei) să cadă la o frecvență din afara spectrului audio.

Pentru evitarea influenței acestor cîmpuri parazite se folosesc cabluri din conductoare răsucite, cabluri blindate sau cablu coaxial, atît între doză și selector cît și între acesta și tubul de intrare. În ceea ce privește cablul blindat, se recomandă folosirea acestuia numai în cazul surselor de program conectate la preamplificator prin intermediul unui transformator, adică acolo unde este vorba de un cablaj simetric. Această limitare este impusă de creșterea capacității cablului în cazul legării unuia dintre firele sale cu blindajul (pentru exemplificare se pot prezenta următoarele date: un cablu blindat are aproximativ 30 pF/m între fire, dar depășește 200 pF/m dacă se unește un fir cu blindajul). Cablul coaxial de tipul celui utilizat în televiziune este mai recomandabil, avînd o capacitate de aproximativ 80 pF/m în cazul cablajului asimetric.

Dacă se folosește un transformator ridicător de tensiune între sursa de program furnizînd un semnal mic (doză magnetică, microfon electrodinamic etc.) și tubul de intrare al preamplificatorului, acesta trebuie foarte bine ecranat.

Cablul de legătură între preamplificator și amplificator este asemănător celui de la intrarea preamplificatorului. Dacă etajul de ieșire al preamplificatorului este un repetor catodic, cablul de legătură între acesta și amplificator poate fi practic oricît de lung, fără a fi introduse distorsiuni de frecvență apreciabile; dacă ieșirea se face pe anod însă, cablul trebuie să aibă o lungime anumită (de exmplu, în cazul utilizării unui potențiometru de ieșire de 100 k Ω, valoare întîlnită de obiecei în etajul de ieșire, un cablu de 2 m lungime este acceptabil, el neprovocînd o atenuare sensibilă la 20 kHz).

Pentru reducerea nivelului de zgomot este necesară separarea preamplificatorului de amplificatorul de putere; acesta din urmă se realizează pe același șasiu cu sursa de alimentare comună și pentru preamplificator. În acest fel, primele etaje ale preamplificatorului sînt departe de transformatorul de rețea și bobina de șoc de filtraj și pot fi totodată amplasate în apropierea surselor de program, fără pericolul inducerii unor tensiuni parazite în sursa de program sau în dispozitivele de comandă ale preamplificatorului. În unele montaje se utilizează ecrane metalice pentru primele tuburi și chiar pentru diversele elemente corectoare (circuite de ton etc.).

În vederea realizării unui raport semnal/zgomot corespunzător este necesar un filtraj bun al tensiunii anodice.

In același scop, dacă negativarea primului tub se realizează prin rezistență, aceasta trebuie șuntată cu un condensator de valoare mare (25—50 μF). Dacă rezistența catodică a primului tub servește și pentru aplicarea reacției negative, se recomandă utilizarea unei rezistențe cu strat, de gabarit redus sau a uneia bobinate, șuntată de un condensator de 3 000 — 5 000 pF.

În ceea ce privește materialele folosite, acestea trebuie să fie de calitate superioară. Soclurile utilizate trebuie să fie de bună calitate (calit, steatit etc.) petru evitarea curenților de fugă între filament și catod și a unor capacități mari între contactele lor.

Pentru evitarea microfoniei se recomandă utilizarea în primul etaj al preamplificatorului a unor tuburi speciale antimicrofonice; în cazul unor tuburi obișnuite, se recomandă montarea soclului acestora pe un suport elastic (pentru păstrarea elasticității suportului se recomandă folosirea unor sîrme lițate pentru realizarea conexiunilor la contactele soclului).

Pentru micșorarea zgomotului de fond al tuburilor se recomandă utilizarea în primul etaj al preamplificatorului a unor triode cu pantă mare. În ultimii ani au fost realizate pentode cu rezistență echivalentă de zgomot redusă (EF86, EF804, etc) care se folosesc în majoritatea preamplificatoarelor moderne. Ca tub final se recomandă pentoda EL34, care prezintă mari garanții de funcționare atît în ceea ce privește caracteristicile inițiale cît și păstrarea lor în timp.

Rezistențele utilizate se recomandă să fie cu strat de gabarit redus și avînd puterea nominală superioară celei efectiv disipată în ele (de obiecei dublă), pentru ca prin încălzirea acestora să nu crească nivelul de zgomot; aceasta asigură și o stabilitate în timp a valorii rezistențelor, în cursul funcționării. În vederea asigurării funcționării în timp, rezistențele utilizate trebuie să aibă o toleranță de fabricație de 2 — 5%. O mare precizie se cere rezistențelor utilizate în rețelele de egalizare și circuitele de tonalitate din preamplificator, în etajul inversor de fază, în etajul prefinal, în circuitul de negativare al etajului final, în toate circuitele de reacție. Se admite, de asemenea, o mică abatere între valorile rezistențelor care în schemă au valori egale (1 — 2%). Rezistențele folosite în catozii tuburilor finale sînt, de obicei, bobinate și cu toleranță ± 1%.

Condensatoarele utilizate trebuie să fie, de asemenea, de bună calitate. În ceea ce privește toleranțele admise, acestea sînt asemănătoare celor menționate în cazul rezistențelor. În circuitele de reacție negativă, tonalitate, filtre etc, se recomandă folosirea unor capacități cu mică sau ceramică, pentru valori sub 10 nF. Se mai folosesc condensatoare cu hîrtie și armături metalice etc.

În legătură cu potențiometrul de volum, acesta trebuie să aibă o valoare cu atît mai mică, cu cît cablul de intrare este mai lung, în cazul conectării sale la intrarea preamplificatorului.

Cablul prin care se conectează difuzorul la etajul final influențează caracteristica de frecvență doar în cazul unei lungimi excesive. În general, efectul înductanței (L) și capacității (C) ale cablului asupra atenuării depinde de rezistența de ieșire (R_{ies}) a amplificatorului și de rezistența de sarcină (R_s) a acestuia. Dacă $R_{ies} \ \omega L$ și $R_s \ll \frac{1}{\omega C}$ atenuarea frecvențelor înalte este mică.

În problema transformatorului, se recomandă bobinarea spiră lîngă spiră; în cazul unui număr mic de spire, acestea se bobinează larg pentru a ocupa un strat întreg.

În cazul utilizării unor înfășurări în paralel, acestea trebuie să aibă un număr de spire riguros identice în caz contrar creindu-se spire sau porțiuni de spire în scurtcircuit cu acțiune nedorită asupra comportării transformatorului.

3. METODE DE MĂSURĂ PRIVIND AMPLIFICATOARELE

Pentru efectuarea unui reglaj optim al amplificatoarelor de joasă frecvență este necesară măsurarea parametrilor acestora.

a. Generalități

Pentru valabilitatea măsurătorilor efectuate trebuie respectate anumite condiții generale, printre care:

— tensiunea rețelei să nu devieze cu mai mult de 1% de la valoarea nominală;

— dacă funcționarea amplificatorului este afectată sensibil de caracteristicile unuia sau a mai multor tuburi electronice, măsurătorile se fac cu tuburi selecționate, ale căror caracteristici diferă cu mai puțin de 10% din cele indicate în cataloage;

— tensiunea sinusoidală folosită pentru măsurări trebuie să aibă o distorsiune armonică mult mai mică decît cea indicată de constructorul amplificatorului pentru acesta (de circa 5 ori); frecvența acesteia poate să difere de cea indicată în datele amplificatorului cu mai puțin decît 2%;

— sarcina amplificatorului trebuie să fie o rezistență pură, în absența unor indicații speciale;

— legătura cu rețeaua trebuie făcută în așa fel încît să apară un brum minim în cazul amplificării maxime.

— comenzile de volum și cele care au rolul de a modifica amplificarea se reglează inițial corespunzător amplificării maxime; circuitele de tonalitate și cele care au rolul de a modifica caracteristica de frecvență se reglează inițial corespunzător răspunsului celui mai uniform;

— impedanța de intrare a instrumentelor folosite (voltmetrul, oscilograful, distorsiometrul etc.) trebuie să fie mult mai mare decît impedanța existentă între punctele care se măsoară, pentru ca ele să nu afecteze măsurătoarea;

— se recomandă observarea permanentă a tensiunii de ieșire pe ecranul osciloscopului, pentru a se controla dacă amplificatorul este supraîncărcat, dacă oscilează etc.

b. Metode de măsurare.

Puterea nominală de ieșire. Se încarcă amplificatorul cu sarcina nominală. Se aplică la intrarea amplificatorului un semnal de frecvență specificată, al cărui nivel se reglează pînă la valoarea pentru care factorul de distorsiune armonică are valoarea indicată. Se măsoară tensiunea eficace (U_s) la bornele rezistenței nominale de sarcină (R_s) și se calculează puterea cu ajutorul relației $P_s = \frac{U_s^2}{R_s}$.

Dacă nu se indică o anumită frecvență de măsură, se alege frecvența de 1 000 Hz.

În cazul amplificatorului cu mai multe canale, frecvența de măsură este cu cel puțin două octave sub frecvența de separație pentru canalul de frecvențe joase și cu cel puțin două octave peste frecvența de separație pentru canalul de frecvențe înalte.

În mod obișnuit, se trasează graficul variației puterii în funcție de frecvență pentru o distorsiune armonică indicată.

Uneori se măsoară și puterea de vîrf a amplificatorului. Aceasta reprezintă puterea care se obține pentru tensiunea de ieșire maxim posibilă. Se mărește tensiunea de intrare pînă cînd valoarea eficace a tensiunii de la ieșirea amplificatorului nu mai crește.

De obiecei, puterea nominală este jumătate din puterea de vîrf.

Sensibilitatea. Se aplică la intrare un semnal sinusoidal de 1 000 Hz și se reglează valoarea acestuia pînă cînd se obține puterea nominală de ieșire sau tensiunea nominală de ieșire.

Caracteristica de frecvență. Se aplică la intrarea amplificatorului un semnal sinusoidal de 1 000 Hz și de amplitudine dată. Se măsoară tensiunea (U_{s0}) la ieșirea amplificatorului. Se menține constantă amplitudinea semnalului de la intrare, schimbîndu-se frecvența acestuia. Se măsoară tensiunea de ieșire (U_s) corespunzătoare tuturor frecvențelor. Raportul $20 \lg \frac{U_s}{U_{s0}}$ definește caracteristica de frecvență a amplificatorului. Măsurarea se face cu un semnal de intrare căruia îl corespunde o tensiune de ieșire inferioară cu 10 dB tensiunii nominale (dar cu cel puțin 20 dB deasupra zgomotului).

Se repetă aceste măsurări pentru fiecare din caracteristicile de frecvență care trebuie evaluate: reglaj de tonalitate, egalizare etc.

Distorsiunea armonică. Se aplică la intrarea amplificatorului un semnal de frecvență specificată. Se măsoară tensiunea de ieșire U_{s0}. Cu ajutorul unui filtru, conectat la bornele rezistenței de sarcină, se elimină prima armonică a tensiunii de ieșire, măsurîndu-se doar tensiunea eficace a celorlalte armonici, U_s. Raportul celor două mărimi reprezintă factorul de distorsiune armonică, care se exprimă în procente:

$$d\% = \frac{U_s}{U_{s0}} \cdot 100.$$

Factorul de distorsiune armonică se măsoară la 1 000 Hz cînd se utilizează o singură frecvență sau la 40, 1 000, 5 000, 15 000 Hz cînd se utilizează mai multe frecvențe.

Relativ la nivelul de măsură, cînd se utilizează unul singur, acesta este cel corespunzător condițiilor nominale de funcționare. Cînd se utilizează mai multe nivele, acestea sînt nivelul nominal, un nivel cu 3 dB sub cel nominal și altul cu 20 dB sub cel nominal.

Pentru măsurările menţionate se utilizează montajul din fig. IV 7.

Distorsiunea de intermodulaţie. Se aplică simultan la intrarea amplificatorului două semnale sinusoidale avînd un anumit raport între amplitudini. La ieşire, în paralel pe

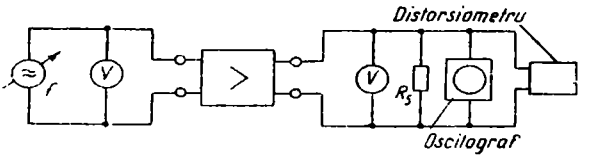


Fig. IV. 7. Montaj pentru măsurarea puterii nominale de ieşire, a sensibilităţii, a caracteristicii de frecvenţă şi a distorsiunii armonice la amplificatoare.

rezistenţa de sarcină, se conectează un filtru trece-sus, care lasă să treacă frecvenţele f_2 şi combinaţiile $f_2 - f_1$, $f_2 + f_1$, $f_2 - 2f_1$, $f_2 + 2f_1$ ale căror amplitudini şi frecvenţe sînt apreciate cu ajutorul unui analizor cu bandă de trecere suficient de îngustă.

Factorul de distorsiune de intermodulaţie se exprimă în procente şi are expresia:

$$d_i\ \% = \frac{\sqrt{U^2_{f_2-f_1} + U^2_{f_2+f_1} + U^2_{f_2-2f_1} + U^2_{f_2+2f_1}}}{U_{f_2}}.$$

În ceea ce priveşte frecvenţele de măsură, acestea se aleg astfel, încît să nu aibă armonici comune în gama pînă la 15 000 Hz. Astfel, potrivit unor recomandări, frecvenţele de măsură pot avea valorile din tabela IV. 1.

Tabela IV.1

f_1, Hz	40	42	50	60	71	140	250	400
f_2, kHz	6	5	7	12	2,5	10	8	4

În ceea ce priveşte amplitudinea acestora, tensiunea de frecvenţă inferioară are o amplitudine de patru ori mai mare decît tensiunea la frecvenţă înaltă.

Tensiunea totală se reglează astfel, încît să corespundă condiţiilor nominale de funcţionare a amplificatorului.

În fig. IV.8 este reprezentat un montaj utilizat pentru efectuarea acestei măsurări.

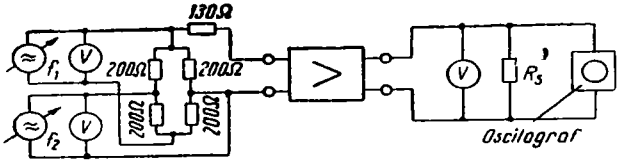


Fig. IV.8. Montaj pentru măsurarea distorsiunii de intermodulaţie a amplificatoarelor.

Raportul semnal/zgomot. Se aplică un semnal de frecvenţă 1 000 Hz corespunzător puterii nominale de ieşire (comenzile de volum sînt la maxim). Se măsoară valoarea eficace a tensiunii de ieşire U_s. Se repetă măsurătoarea de mai sus cu bornele de intrare ale amplificatorului în scurtcircuit, măsurîndu-se valoarea eficace a tensiunii de zgomot U_z. Raportul semnal/zgomot este dat de relaţia 20 lg $\frac{U_s}{U_z}$.

Uneori, tensiunea de zgomot se măsoară printr-un filtru (filtru de pondere) avînd o anumită caracteristică de frecvenţă care ţine seama de unele proprietăţi fiziologice legate de auz.

Impedanţa de ieşire. Există mai multe metode prin care se măsoară impedanţa de ieşire a unui amplificator.

Una dintre acestea constă în următoarele: se alimentează ieşirea amplificatorului de la un generator (fig. IV.9), se măsoară tensiunea şi curentul furnizate de acesta. În aceste condiţii mărimea impedanţei de ieşire este dată de relaţia $Z_{ies} = \frac{U}{I}$. Intrarea amplificatorului este în scurt-circuit.

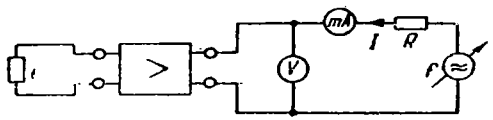
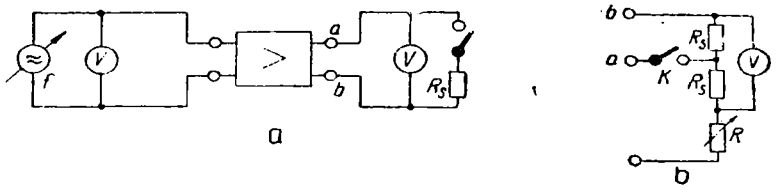


Fig. IV.9. Montaj pentru măsurarea impedanţei de ieşire a amplificatoarelor.

O mare răspîndire a căpătat metoda care permite determinarea rezistenţei de ieşire (în mod obişnuit partea reactivă a impedanţei de ieşire este mică în comparaţie cu cea rezistivă) folosind o rezistenţă de sarcină pentru care tensiunea

(U_s) la bornele acesteia este jumătate din tensiunea (U_g) măsurată la ieşirea amplificatorului cu sarcină deconectată (gol). În acest scop se utilizează montajul din fig. IV.10,*b*.



a b

Fig. IV.10. Montaj pentru măsurarea rezistenţei de ieşire a amplificatoarelor:
a — folosind tensiunea la ieşirea amplificatorului în sarcina deconectată; *b* — în condiţii nominale de funcţionare a amplificatorului.

Cu ajutorul schemei menţionate se poate stabili cu uşurinţă expresia rezistenţei de ieşire a amplificatorului:

$$R_{ies} = R_s \cdot \frac{U_g - U_s}{U_s}.$$

Pentru $U_s = \frac{1}{2} U_g$, rezultă $R_{ies} = R_s$.

Deşi se utilizează în foarte mare măsură, această metodă prezintă o serie de inconveniente, care fac ca determinarea rezistenţei de ieşire să nu fie riguroasă. Astfel:

— condiţiile de măsură sînt departe de regimul de lucru al amplificatorului:

— în cazul amplificatorului cu transformator de ieşire sarcina se schimbă de la o inductanţă pură (gol) la o rezistenţă activă de valoare redusă (regimul $R_s = R^i$), încît nu se păstrează constanţa tensiunii de la ieşire şi apar distorsiuni ale acesteia;

— în cazul unei reacţii negative puternice, cînd rezistenţa de ieşire scade la fracţiuni de ohm, se introduc erori la citirea tensiunii pe jumătate, deoarece intervin rezistenţa conductoarelor etc.

Măsurarea rezistenţei de ieşire în condiţii nominale de funcţionare a amplificatorului se poate efectua folosind montajul din fig. IV.10, *a*, la care între punctele *a* şi *b* se introduce reţeaua dintre fig. IV.10, *b*.

Operaţia de măsurare constă în varierea rezistenţei R pînă cînd indicaţiile voltmetrului sînt aceleaşi şi cu comutatorul k deschis şi închis. În aceste condiţii, $R_i = R$.

Cînd $R_i \ll R_s$, este necesar să se utilizeze voltmetre de precizie, care permit măsurarea unor schimbări mici ale tensiunii de ieşire.

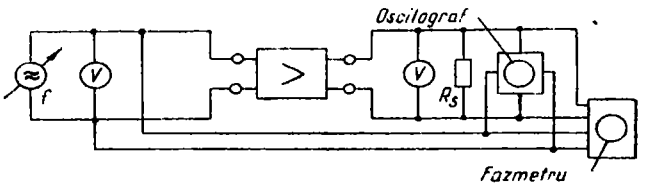


Fig. IV.11. Montaj pentru aprecierea caracteristicii de fază a amplificatoarelor.

Relativ la frecvenţa de măsurare se utilizează cel puţin trei frecvenţe corespunzătoare mijlocului şi celor două extremităţi ale benzii de frecvenţă a amplificatorului.

Caracteristica de fază. Se măsoară diferenţa de fază între tensiunea de ieşire şi intrare în condiţii nominale de funcţionare a amplificatorului. Aceasta se exprimă în grade şi se reprezintă în funcţie de frecvenţă. Se măsoară cu ajutorul unui fazmetru sau cu ajutorul oscilografului (fig. IV.11).

Încercarea amplificatorului în impulsuri. În mod obişnuit se foloseşte această încercare pentru a aprecia comportarea amplificatorului din punctele de vedere al distorsiunii tranzitorii, al distorsiunii de frecvenţă şi al stabilităţii de funcţionare. La intrarea amplificatorului se aplică impulsuri dreptunghiulare avînd frecvenţa de repetiţie variabilă, iar la ieşire se urmăreşte pe ecranul unui osciloqraf semnalul care rezultă (fig. IV.12).

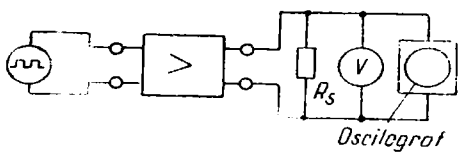


Fig. IV.12. Montaj pentru încercarea amplificatorului în impulsuri.

Distorsiunea de frecvenţă se apreciază în domeniul frecvenţelor joase după abaterea de la linia dreaptă a palierului impulsurilor, iar în domeniul frecvenţelor înalte după înclinarea faţă de verticală a frontului impulsului. În fig. IV.13

sînt reprezentate impulsurile dreptunghiulare aplicate unui amplificator şi cele reproduse de acesta la diverse frecvenţe.

Stabilitatea amplificatorului se poate aprecia în funcţie de forma impulsurilor de la ieşirea amplificatorului. Dacă

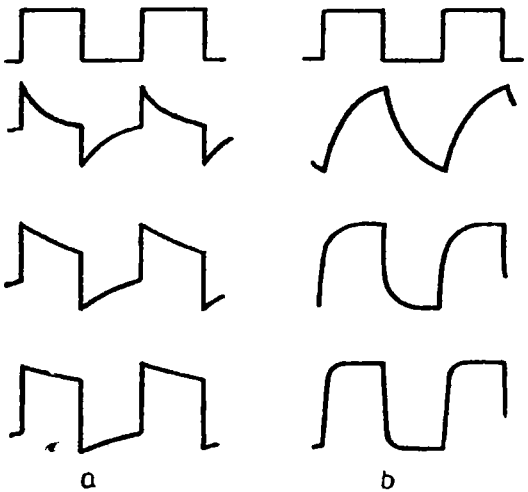


Fig. IV.13. Răspunsul amplificatoarelor la impulsuri dreptunghiulare:
a — la frecvenţe joase; *b* — la frecvenţe înalte.

pe palierul impulsurilor apar oscilaţii amortizate cu mai multe perioade, ca în fig. IV.14, aceasta înseamnă că amplificatorul este instabil. Cu ajutorul imaginii de pe ecran se poate determina frecvenţa oscilaţiilor proprii ale amplificatorului: $f_{oscil} = f_d \cdot \frac{b}{a}$, în care f_d este frecvenţa de repetiţie a impulsurilor dreptunghiulare, iar b şi a au semnificaţiile din fig. IV. 14.

Încercarea la stabilitate a amplificatorului se poate efectua şi cu ajutorul unui semnal sinusoidal aplicat la intrarea acestuia. Instabilitatea se manifestă prin apariţia unor oscilaţii pe sinusoidă, ca în fig. IV.15. Fenomenul este mai frecvent la frecvenţe joase unde situaţia amplificatorului se schimbă lent şi este timp pentru apariţia oscilaţiilor.

Măsurarea transformatoarelor de ieşire. Transformatorul de ieşire trebuie să fie măsurat înainte de a fi utilizat într-un amplificator de putere, mai ales cînd acesta este de calitate superioară.

La un transformator de ieşire se pot măsura multe mărimi: rezistenţa în curent continuu a înfăşurărilor, raportul de transformare, inductanţa înfăşurării primare, inductanţa de scăpări, capacitatea proprie, caracteristica de frecvenţă, caracteristica de fază, distorsiunea neliniară, răspunsul la semnale dreptunghiulare etc.

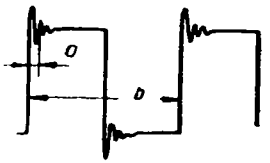


Fig.IV.14. Aprecierea stabilităţii amplificatoarelor cu ajutorul impulsurilor dreptunghiulare.

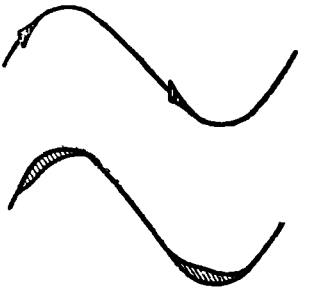


Fig. IV.15. Aprecierea stabilităţii amplificatoarelor cu ajutorul unei tensiuni sinusoidale.

Rezistenţa în curent continuu a înfăşurărilor. Se măsoară cu ajutorul unei punţi. Valorile obţinute oferă date în legătură cu randamentul şi caracteristica de frecvenţă a transformatorului.

Raportul de transformare. Se aplică uneia din înfăşurările transformatorului (neîncărcat) o tensiune de frecvenţă situată în banda de trecere a acestuia (1 000 Hz). Se măsoară tensiunile din înfăşurările primară şi secundară ale transformatorului cu ajutorul unui voltmetru electronic. Cu suficientă precizie pentru practică, raportul celor două tensiuni măsurate poate fi considerat egal cu raportul de transformare:

$n = \frac{n_1}{n_2} = \frac{U_1}{U_2}$ (în care n_1 este numărul de spire din înfăşurarea primară, U_1 tensiunea măsurată în înfăşurarea primară etc.).

În cazul transformatoarelor cu prize de ecran, valoarea acestora se verifică aplicînd o tensiune alternativă pe o jumătate a înfăşurării primare şi măsurînd tensiunea între borna de plus a acestuia şi priză: raportul acestora este chiar valoarea prizei.

Inductanţa înfăşurării primare. Se conectează bornele înfăşurării primare la o punte, secundarul transformatorului fiind în gol. Frecvenţa la care se realizează măsurarea nu trebuie să fie egală cu 50 Hz şi nici să fie un multiplu al ei, pentru

a se evita erorile produse prin inducţia şi paraziţii din reţea. Se foloseşte totuşi o frecvenţă joasă, la care permeabilitatea miezului şi deci inductanţa înfăşurării primare sînt de valoare mică. În ceea ce priveşte tensiunea la care se măsoară, aceasta este, de asemenea, de valoare redusă din aceleaşi motive ca mai sus. Dacă la o tensiune scăzută şi o frecvenţă apropiată de frecvenţa limită inferioară a transformatorului inductanţa măsurată are o valoare acceptabilă, ea va fi cu atît mai corespunzătoare la tensiuni şi frecvenţe mari.

Inductanţa de scăpări. Se măsoară, de asemenea, cu ajutorul unei punţi. Se conectează bornele înfăşurării primare la intrarea unei punţi, secundarul fiind în scurtcircuit. În acest fel se măsoară inductanţa de scăpări totală, considerată în întregime în înfăşurarea primară. Frecvenţa de măsură se alege de aproximativ 1 000 Hz, la care eroarea de măsură provocată de rezistenţa înfăşurărilor şi capacitatea transformatorului este cea mai mică.

Capacitatea proprie. Se aplică înfăşurării primare a transformatorului tensiunea furnizată de un generator cu rezistenţă internă mică, de frecvenţă variabilă. La bornele înfăşurării secundare se conectează un voltmetru electronic cu rezistenţă de intrare mare şi capacitate de intrare mică. Se variază frecvenţa generatorului menţinînd constantă tensiunea măsurată în primarul transformatorului de ieşire. Se determină frecvenţa pentru care tensiunea are valoarea maximă. Frecvenţa corespunzătoare acestui maxim este aproximativ egală cu frecvenţa de rezonanţă a transformatorului datorită inductanţei de scăpări şi capacităţii sale proprii, dacă circuitul este slab amortizat. Cunoscînd această frecvenţă şi valoarea inductanţei de scăpări a transformatorului, raportată la înfăşurarea primară (L_s), se poate determina capacitatea proprie a transformatorului utilizînd relaţia $C = \frac{1}{\omega^2 \cdot n^2 \cdot L_s}$.

Caracteristicile de frecvenţă şi de fază. Se măsoară punînd transformatorul de ieşire în condiţiile de funcţionare în care lucrează în montajul real.

Capitolul V

ALIMENTAREA AMPLIFICATOARELOR DE ÎNALTĂ FIDELITATE

Sursele de alimentare utilizate în amplificatoarele de înaltă fidelitate nu diferă de cele folosite în același scop în amplificatoarele obișnuite, încît acestea se realizează după scheme cunoscute.

Tensiunea continuă necesară pentru polarizarea anozilor și ecranelor tuburilor amplificatorului se obține în mod obișnuit cu ajutorul unei scheme de redresare a ambelor alternanțe, de tipul celei reprezentante în fig. V.1.

Tuburile redresoare utilizate se aleg în mod obișnuit în funcție de curentul și tensiunea redresată. În cazul redresării unor tensiuni moderate ca valoare, este avantajos să se folosească tuburi redresoare mici, conectate în paralel (6×4

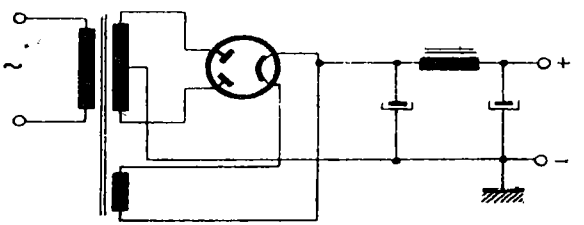


Fig.V.1. Schema de redresare a ambelor alternanțe, cu filtru.

EZ 80 etc.) în locul tuburilor mari (5U4, 5Z3, etc.), în scopul reducerii rezistenței interne a redresorului; soluția aceasta este și mai economică.

În mod obișnuit, însă, se folosește cîte un singur tub redresor dublu. Astfel, în cazul amplificatoarelor care furnizează o putere de 20—30W se folosește adesea tubul redresor GZ32; pentru puteri mai mari se utilizează un tub redresor mai puternic, GZ34 etc.

În ceea ce privește filtrarea tensiunii redresate, în amplificatoarele de înaltă fidelitate se impun condiții mai severe decît în cazul montajelor obișnuite. În acest scop, celu-

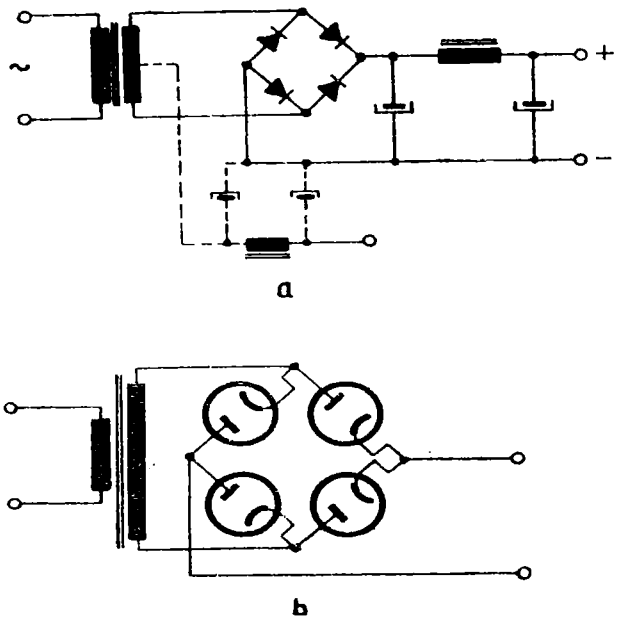


Fig.V.2. Schema în punte a unui redresor cu filtru:
a — cu redresor cu seleniu sau cuproxid; *b* — cu tuburi electronice.

lele de filtraj sînt constituite din condensatoare electrolitice de capacitate mare și din bobine de șoc avînd inductanță de valoare mare. În majoritatea cazurilor, celulele de filtraj sînt de tipul cu intrare pe capacitate, cum se vede în fig. V.1. Uneori se folosesc și filtre cu intrare pe bobina de șoc pentru a se asigura constanța tensiunii redresate cînd variază curentul consumat de amplificator; nu se recomandă totuși, utilizarea unui asemenea filtru deoarece bobina de șoc radiază un puternic cîmp magnetic, care deranjează funcționarea amplificatorului.

De multe ori, pentru redresare, se folosește o schemă în punte, care ușurează condițiile de lucru pentru tuburi și permite reducerea dimensiunilor transformatorului de rețea. Un asemenea montaj, reprezentat în fig. V. 2,*a* este deosebit

de comod atunci cînd el este realizat cu redresoare cu seleniu sau cuproxid deoarece acestia nu necesită circuite de încălzire. El se poate realiza, totuşi, şi cu tuburi electronice; un asemenea montaj este cel reprezentat în fig. V.2,*b*.

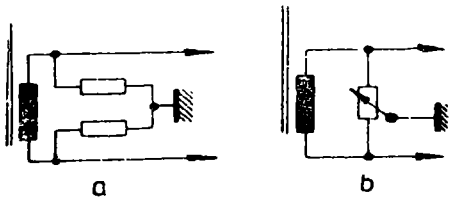


Fig. V.3. Schemă pentru micşorarea brumului:
a — realizînd un punct de potenţial nul în circuitul de încălzire cu ajutorul a două rezistenţe egale; *b* — realizînd un punct de potenţial nul în circuitul de încălzire cu ajutorul unui potenţiometru.

În ceea ce priveşte modalitatea de alimentare a preamplificatorului şi a amplificatorului de putere, se recomandă ca aceasta să se realizeze de la două surse diferite, pentru a se evita oscilaţia amplificatorului pe frecvenţe foarte joase, ca urmare a cuplajului prin rezistenţa internă a redresorului între preamplificator şi amplificatorul de putere.

Din motive economice, acest lucru se realizează totuşi foarte rar. De altfel nici nu este necesar să se procedeze în acest fel dacă sursa de alimentare are rezistenţă internă mică.

În ceea ce priveşte încălzirea filamentelor tuburilor amplificatorului, aceasta diferă întrucîtva de schemele realizate în acest scop în cazul amplificatoarelor obişnuite.

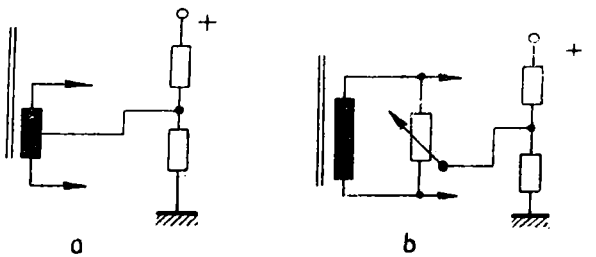


Fig. V.4. Schemă pentru micşorarea brumului:
a — prin aplicarea unei tensiuni pozitive la mijlocul înfăşurării de filament; *b* — prin aplicarea unei tensiuni pozitive între cursor şi masă.

Deosebirea este determinată de necesitatea de a reduce la minimum posibil influenţa tensiunii de frecvenţa reţelei asupra raportului semnal/zgomot al amplificatorului.

Acest lucru se realizează prin adoptarea unor măsuri speciale în cazul filamentelor în curent alternativ sau prin încălzirea filamentelor în curent continuu.

Una din măsurile adoptate în primul caz constă în crearea unui punct de potențial nul în circuitul de încălzire, folosind schemele din fig. V.3

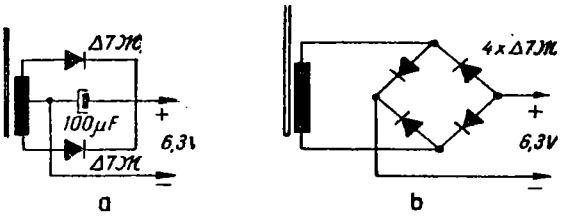


Fig. V.5. Schemă de redresare a tensiunii de încălzire a filamentelor:
a — schemă de redresare a ambelor alternanțe;
b — schemă de redresare în punte.

În cazul soluției din fig. V.3,*b*, cursorul potențiometrului dispus în paralel pe înfășurarea de filament a transformatorului de rețea se reglează în poziția pentru care zgomotul măsurat la ieșirea amplificatorului este minim.

O altă metodă, mult folosită în amplificatoarele de înaltă fidelitate, constă în aplicarea unei tensiuni pozitive, de ordinul zecilor de volți, între cursorul potențiometrului care șuntează înfășurarea de filament și masă, sau între mijlocul înfășurării de filament și masă. Reducerea zgomotului, în acest caz se datorește micșorării amplitudinii tensiunii care acționează între catod și filament. Această metodă este ilustrată în fig. V.4.

În cazul încălzirii filamentelor tuburilor în curent continuu se folosesc scheme de redresare a ambelor alternanțe sau în punte, utilizînd în acest scop diode cu germaniu, redresoare cu seleniu sau cu cuproxid. În fig. V.5 sînt reprezentate două scheme de redresare a tensiunii de încălzire a filamentelor. In cazul amplificatoarelor cu tranzistoare, pentru micșorarea rezistenței interne a redresorului se utilizează scheme de stabilizare cu ajutorul diodelor Zener sau al tranzistoarelor. Montajul cu diodă, deși are performanțe mai slabe, este mai economic și mai sigur în exploatare.

Capitolul VI

SCHEME DE AMPLIFICATOARE DE ÎNALTĂ FIDELITATE

În cele ce urmează vor fi descrise cîteva dintre numeroasele scheme de amplificatoare existente. Unele dintre acestea au fost realizate în laboratoarele Comitetul de Radiodifuziune cu rezultate satisfăcătoare.

Ținînd seama că schemele de preamplificatoare prezintă o uniformitate mai mare (din cauza etajelor componente cu funcțiuni obligatorii, realizabile doar în cîteva variantede montaj) decît amplificatoarele de putere, vor fi prezentate mai multe scheme ale acestora din urmă.

1. AMPLIFICATOR DE PUTERE ULTRALINIAR DE 25 W

Schema acestui amplificator este reprezentată în fig. VI.1.

Etajul de intrare, realizat cu ajutorul unei triode ECC83, nu prezintă nici o particularitate de montaj. Cuplajul cu etajul următor se face direct.

Etajul următor realizat, de asemenea, cu o triodă ECC83 este inversor de fază de tip catodină.

Etajul prefinal este realizat cu o dublă triodă ECC83, fiecare dintre triode lucrînd separat în montaj de amplificare obișnuit.

Etajul final este realizat cu două pentode EL34 în montaj contratimp ultraliniar ($x = 0{,}43$). Tuburile lucrează în clasă AB fără curenți de grilă. Pentru stabilizarea etajului final, tuburile se negativează prin rezistențe separate, iar în ecranele și grilele acestora se introduc rezistențe.

Amplificatorul este prevăzut cu o reacție negativă globală de 22 dB, aplicată pe rezistența R_3 prin grupul R_2C_1.

Este de menţionat că se poate aplica o reacţie cu 10 dB mai mare fără a fi periclitată stabilitatea montajului. Valoarea rezistenţei de reacţie se determină folosind relaţia $R_2 \approx 800\sqrt{R_s}$.

Transformatorul de ieşire se realizează conform fig. III.41,*b* şi are parametrii indicaţi în tabela III. 10, coloana 1.

Pentru alimentarea amplificatorului se foloseşte un montaj de redresare în punte. Transformatorul de reţea se realizează cu tole E-20, secţiunea miezului fiind de 20 cm². Alte date: numărul de spire din înfăşurarea primară 550, din sîrmă emailată cu diametrul de 0,69 mm; 1 300 spire în secundar, din sîrmă cu diametrul de 0,41 mm: 18 spire pentru înfăşurările de filament din sîrmă cu diametrul de 1,08 mm pentru tuburile redresoare şi respectiv tuburile finale, şi 0,55 mm pentru tuburile ECC83.

Performanţele amplificatorului de putere sînt următoarele:

— sensibilitatea, 0,41 V;

— caracteristica de frecvenţă, măsurată corespunzător rezistenţei nominale de sarcină (15Ω), conform tabelei VI.1

Tabela VI.1

dB \ Hz	15	30	1 000	10^4	$2{\cdot}10^4$	$5{\cdot}10^4$	$9{\cdot}10^4$
P_s: 5W (reacţie 22 dB)	0	0	0	0	0	0	0
P_s (fără reacţie)	—5	—1,2	0	+0,8	+0,5	—5	—11
25 W (cu reacţie 22 dB)	—0,4	0	0	0	0	0	—2,5

— factorul de distorsiune armonică, conform tabelei VI.2;

— factorul de distorsiune de intermodulaţie are valoarea 0,58% la puterea de 25 W; pentru măsurare s-au folosit două tensiuni avînd raportul amplitudinilor 4: şi frecvenţele 60 şi 7 000 Hz;

— raportul semnal/zgomot, — 80 dB faţă de puterea nominală;

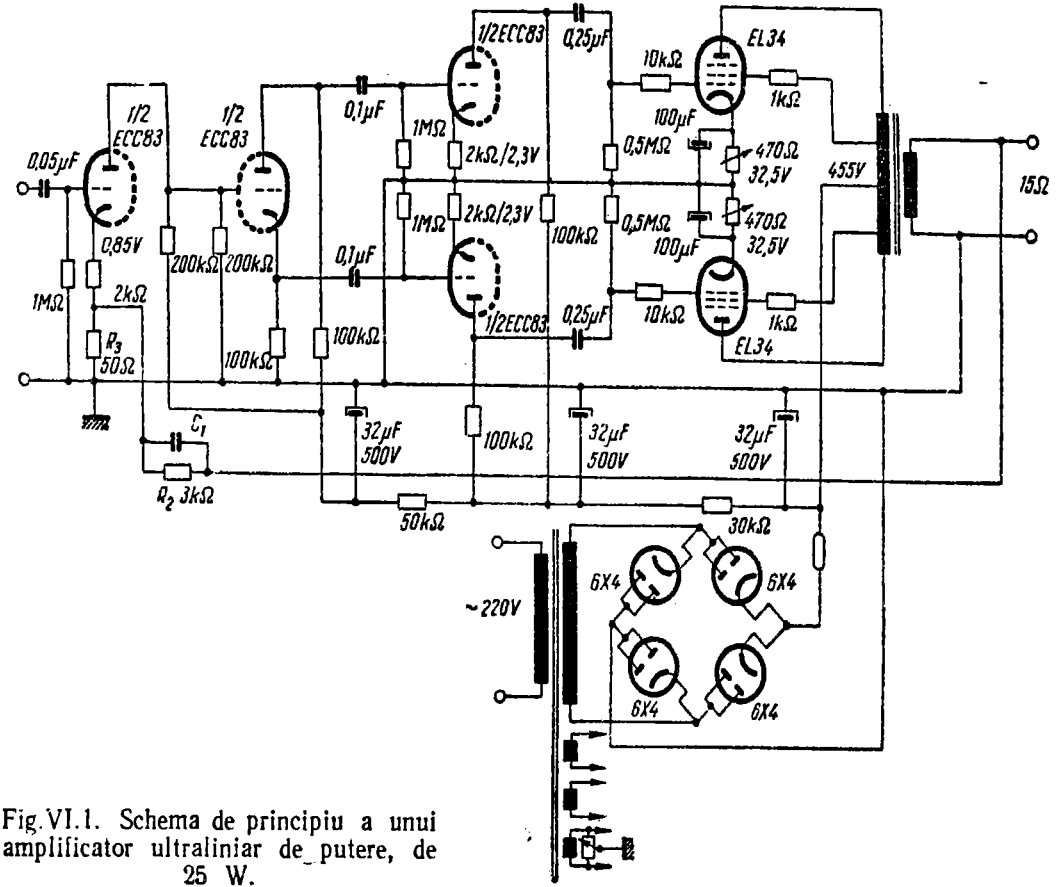


Fig. VI.1. Schema de principiu a unui amplificator ultraliniar de putere, de 25 W.

Tabela VI.2

d% \ Hz	30	60	1 000	5 000	10 000	1 5000
Reacţie 22 dB	0,22	0,18	0,12	0,2	0,21	0,2
Reacţie 26 dB	0,17	0,13	0,08	0,12	0,11	0,1

— rezistenţa de ieşire a amplificatorului corespunzătoare rezistenţei de sarcină de 15Ω, mai mică decît 0,8Ω la toate frecvenţele din gama audio; aceasta înseamnă un factor de amortizare aproximativ egal cu 19;

— comportarea amplificatorului la semnale dreptunghiulare este reprezentată în fig. VI.2.

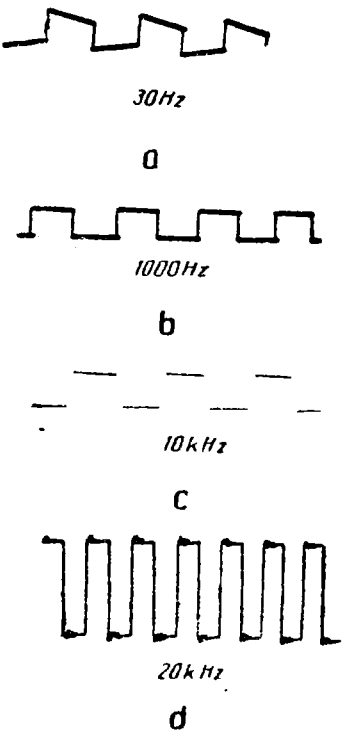


Fig. VI.2. Răspunsul amplificatorului la semnale dreptunghiulare.

2. AMPLIFICATORUL DE PUTERE CABASSE

În fig. VI.3 este reprezentată schema amplificatorului de putere Cabasse, care poate furniza o putere de 25 W sau 50 W în funcţie de tipul tuburilor finale utilizate.

Etajul de intrare funcţionează ca inversor de fază utilizînd o fracţiune din tensiunea de reacţie negativă. El este realizat cu ajutorul secţiunii triodă a tuburilor ECF80.

Etajul prefinal, realizat cu partea pentodă a tuburilor ECF80, funcţionează în montaj simetric.

Etajul final funcţionează în montaj contratimp ultraliniar, utilizînd pentode EL34 pentru puterea de ieşire de 25 W şi KT 88 pentru 50 W. În cazul utilizării tuburilor KT 88, montajul suferă unele modificări: capacitatea care şuntează

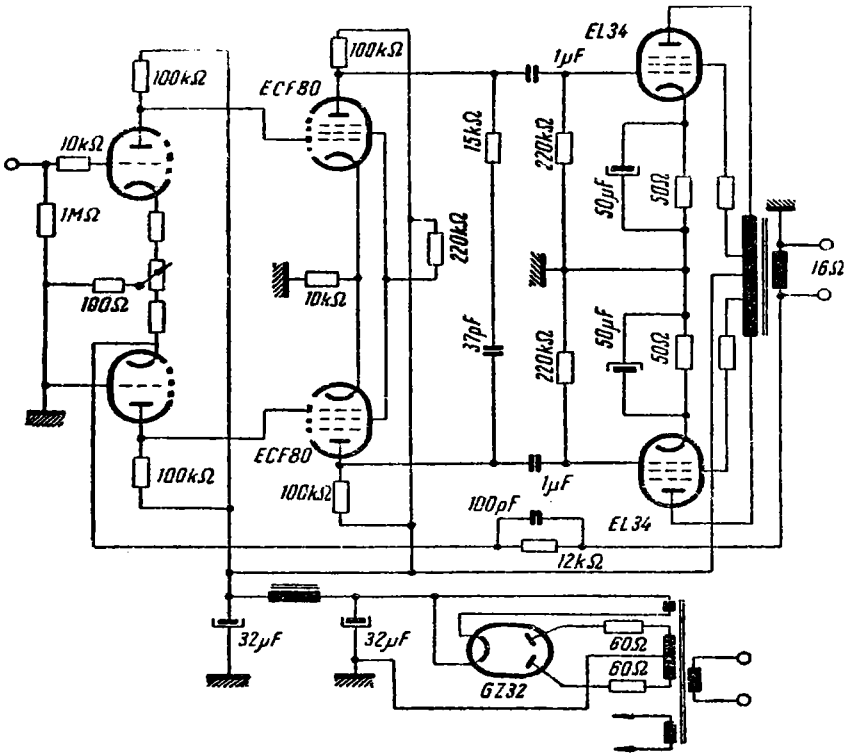


Fig. VI.3. Schema de principiu a amplificatorului de putere Cabasse.

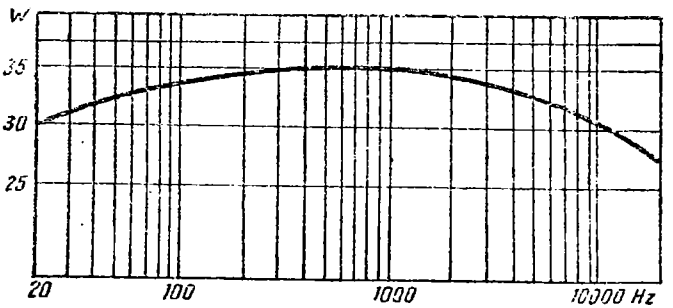


Fig. VI.4. Caracteristica de frecvență a amplificatorului Cabasse.

rezistența de reacție se reduce la 70 pF, se elimină rețeaua corectoare de fază conectată între anozii pentodelor ECF80, iar în grilele tuburilor finale se introduc rezistențe de 2 kΩ.

Amplificatorul este prevăzut cu o reacție negativă de 30 dB. Performanțele amplificatorului sînt următoarele:

— variația puterii cu frecvența, pentru o distorsiune armonică de 1%, conform curbei din fig. VI.4.

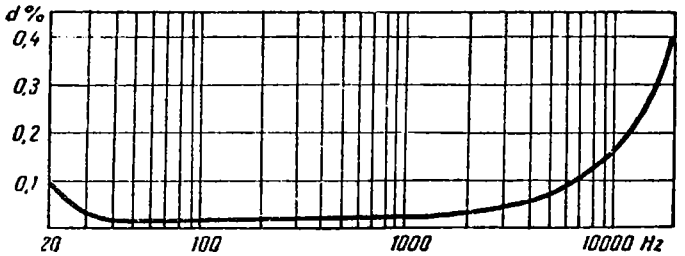


Fig. VI.5. Variația distorsiunii armonice cu frecvența la amplificatorul Cabasse.

— distorsiunea armonică la puterea nominală, conform curbei din fig. VI.5.

— distorsiunea de intermodulație este foarte redusă, datorită etajului inversor de fază care asigură simetria perfectă a montajului în timpul funcționării, precum și folosirii unor materiale corespunzătoare. Aceasta are o valoare de 0,08% la puterea de 25 W, măsurată cu ajutorul a două semnale de frecvențe 50 Hz și 5 000 Hz, avînd raportul amplitudinilor 4 : 1.

3. AMPLIFICATOR DE PUTERE ULTRALINIAR DE 10 W

În fig. VI.6 este reprezentată schema unui amplificator de putere, care deși este simplă permite obținerea unor rezultate de valoare ridicată.

Etajul de intrare este realizat cu dubla triodă ECC82 în montaj special, în scopul reducerii zgomotului.

Etajul următor realizat cu dubla triodă ECC83 funcționează cu inversor de fază cu cuplaj catodic.

Etajul final este realizat cu pentodele EL84 care funcționează în montaj contratimp ultraliniar, clasă AB, fără curenți de grilă. Pentru echilibrarea curenților celor două tu-

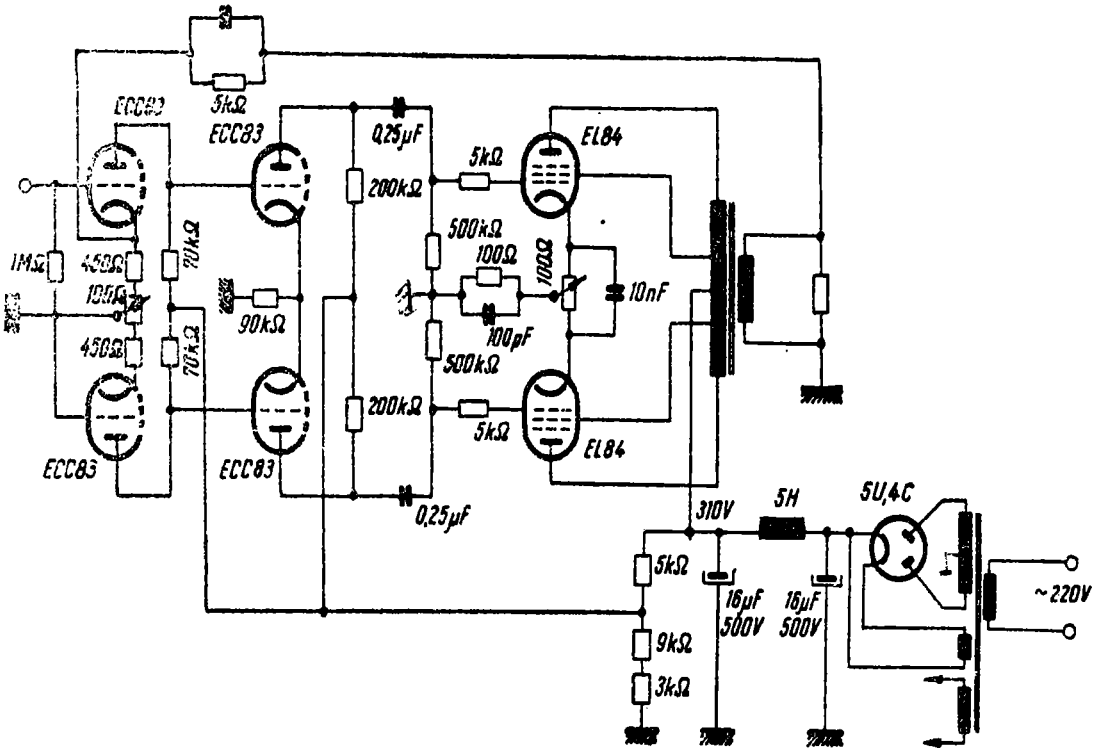


Fig.VI.6. Schema de principiu a unui amplificator de putere ultraliniar de 10 W.

buri în punctul de funcţionare, în catozii acestora se conectează un potenţiometru.

Amplificatorul este prevăzut cu o reacţie negativă globală de 26 dB.

Transformatorul de ieşire se realizează conform datelor din tabela III.10, coloana 3.

Pentru redresarea înaltei tensiuni se foloseşte tubul $5U_3C$. Transformatorul de reţea se realizează cu tole E-16 avînd secţiunea miezului 15 cm². Alte date: 800 spire din sîrmă emailată de 0,41 mm diametrul, în înfăşurarea primară: 1 250 de spire din sîrmă emailată de 0,21 mm în înfăşurarea secundară: 21 spire din sîrmă emailată de 0,93 mm diametrul, pentru înfăşurarea de filament a tubului redresor şi 27 spire din sîrmă emailată de 1 mm diametrul, pentru înfăşurarea de filament a celorlalte tuburi.

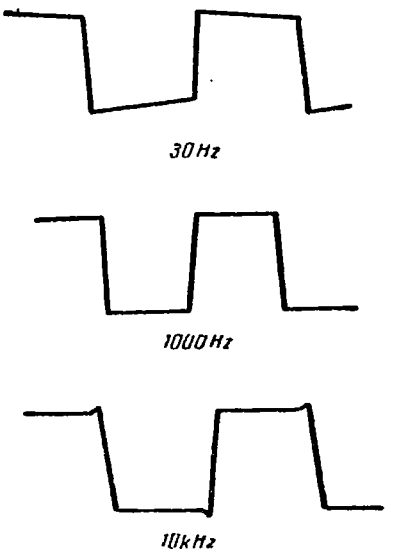


Fig. VI.7. Răspunsul amplificatorului de 10 W la semnale dreptunghiulare.

Performanţele realizate sînt următoarele:

— sensibilitatea, 1,2 V;

— caracteristica de frecvenţă corespunzătoare puterii nominale, 20 — 20 000 Hz cu o abatere de 0,1 dB;

— factorul de distorsiune armonică: 0,28% la 30 Hz; 0,2% la 1 000 şi la 15 000 Hz;

— raportul semnal/zgomot, —86 dB faţă de puterea nominală;

— comportarea în impulsuri a amplificatorului, conform oscilogramelor din fig. VI.7.

4. AMPLIFICATOR DE PUTERE FĂRĂ TRANSFORMATOR DE IEŞIRE

Schema unui asemenea amplificator de putere este reprezentată în fig. VI.8.

Etajul de intrare, care furnizează în acelaşi timp şi cele două tensiuni în antifază necesare pentru excitarea etajului

final, este realizat cu dubla triodă ECC83. Trioda T_1 funcţionează ca amplificator de tensiune furnizînd tensiunea de excitaţie pentru trioda T_2 şi în acelaşi timp pentru tubul final T_3. În anodul tubului T_2 apare o tensiune alternativă în opoziţie de fază cu cea din anodul tubului T_1, care este folosită pentru excitarea tubului T_4 din etajul final.

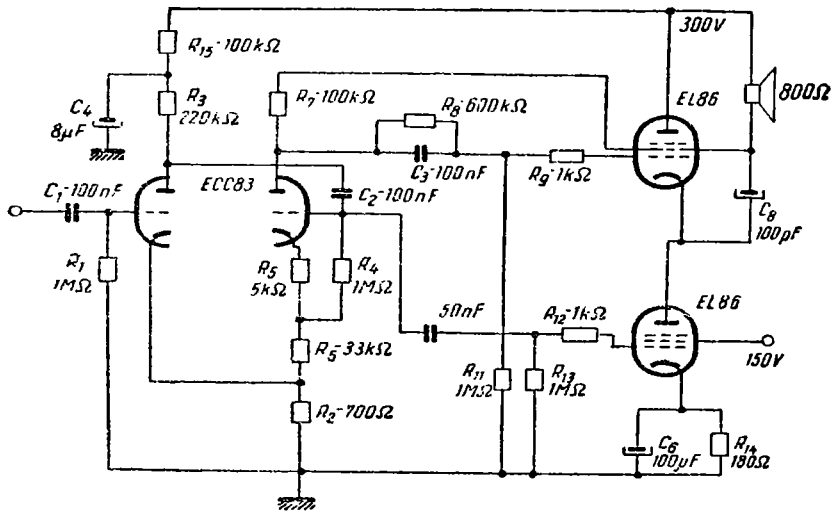


Fig. VI.8. Schema de principiu a unui amplificator de putere fără transformator de ieşire.

Etajul final este realizat cu tuburile EL86, în montaj contratimp-serie.

Amplificatorul este prevăzut cu o reacţie negativă realizată prin intermediul divizorului R_{10}, R_2. În acelaşi timp, acesta este supus şi unei reacţii pozitive realizată prin rezistenţa R_2, comună celor două circuite catodice ale tuburilor T_1 şi T_2. Combinarea celor două reacţii are un efect favorabil asupra distorsiunii armonice. Se demonstrează că dacă reacţia pozitivă duce etajul de intrare la pragul de oscilaţie, iar reacţia negativă este mai puternică decît cea pozitivă, distorsiunea armonică a întregului amplificator este independentă de etajul final, fiind doar o fracţiune din distorsiunea armonică a etajului de intrare în absenţa reacţiei. Se remarcă, de asemenea, etajul folosind tubul T_2, realizat conform montajului din fig. III.17.

Redresarea se realizează cu ajutorul unui montaj în punte. Transformatorul de rețea este realizat cu tole E-16 și are secțiunea miezului de 16 mm². Înfășurarea primară conține 665 spire din sîrmă emailată cu diametrul de 0,41 mm, înfășurarea secundară 1 100 spire (cu priză după 550 spire) din sîrmă emailată cu diametrul de 0,25 mm, iar înfășurările de filament au cîte 21 de spire din sîrmă emailată de 0,35 mm pentru tubul ECC83, 1 mm pentru redresoarele 6 × 4 și 0,8 mm pentru tuburile EL86.

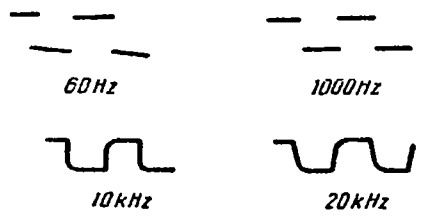


Fig. VI.9. Răspunsul amplificatorului de putere fără transformator de ieșire la impulsuri dreptunghiulare.

Performanțele amplificatorului sînt următoarele:

— sensibilitatea, 0,53 V pentru o putere de 10 W la ieșire;

— caracteristica de frecvență corespunzătoare puterii nominale, 10—40 000 Hz — cu o abatere mai mică decît 0,7 dB;

— defazajul între tensiunea de ieșire și cea de intrare este sub 10 grade la frecvențele 20—20 000 Hz;

— factorul de distorsiune armonică este mai mic decît 0,5% la puterea de 10 W și în gama de frecvențe 30—10 000 Hz;

— factorul de distorsiune de intermodulație, măsurat la puterea de 10 W pentru 60 și 7 000 Hz în raportul 4 : 1 este egal cu 0,6%;

— raportul semnal/zgomot, — 90 dB față de puterea nominală;

— rezistența de ieșire a amplificatorului este de aproximativ 20 Ω, ceea ce înseamnă un factor de amortizare foarte mare ($D = 40$);

— comportarea amplificatorului în impulsuri se apreciază cu ajutorul curbelor din fig. VI.9.

5. AMPLIFICATOR DE PUTERE CU SARCINA DISTRIBUITĂ ÎN ANOD ȘI CATOD

Schema unui asemenea amplificator este reprezentată în fig. VI.10.

Etajul inversor de fază este de tip parafază; realizarea acestuia cu pentode se explică prin necesitatea de a obține

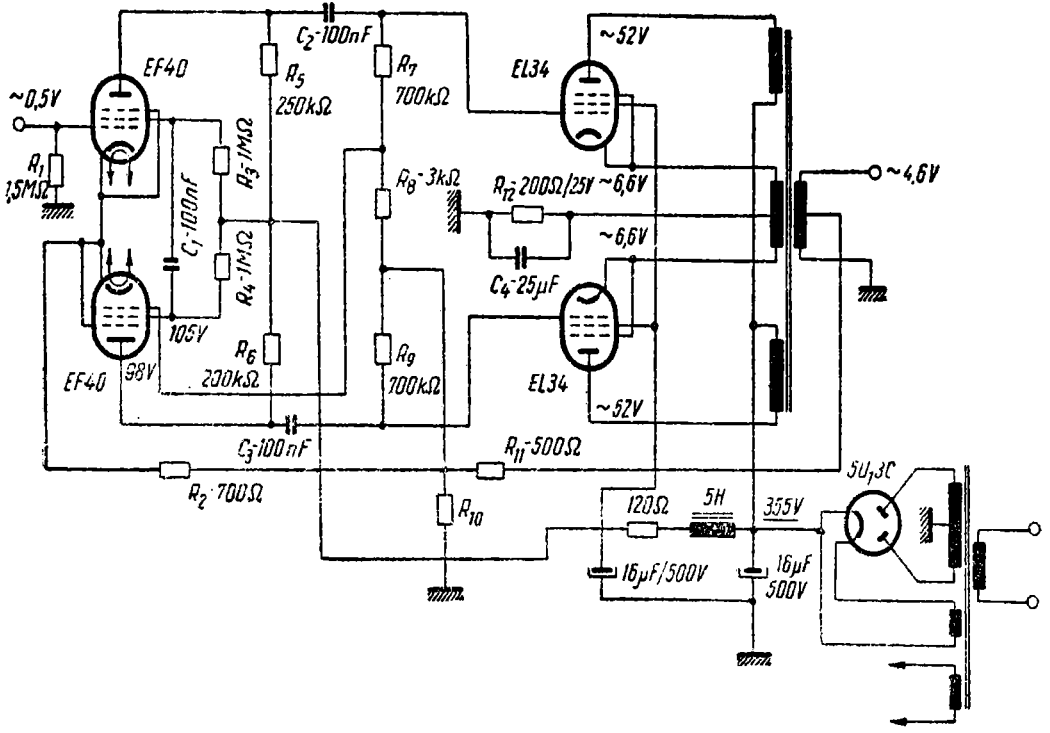


Fig. VI.10. Schema de principiu a unui amplificator de putere cu sarcină distribuită în anod și catod.

tensiuni de amplitudine suficient de mari pentru excitarea tuburilor finale.

Etajul final este realizat cu tuburile EL34 în montaj cu sarcină distribuită.

Amplificatorul este prevăzut cu o reacţie negativă globală realizată prin intermediul divizorului rezistiv $R_{10}R_{11}$.

Transformatorul de ieşire este realizat conform datelor din tabela III.10, coloana 4.

Redresorul este realizat cu tubul $5Ц_3С$. Transformatorul de reţea se realizează cu tole E-20, avînd secţiunea miezului de 13 cm^2. Numărul de spire al înfăşurării primare, 800, din sîrmă emailată de 0,41 mm; în înfăşurarea secundară se bobinează 1 200 spire din sîrmă emailată de 0,2 mm diametrul; înfăşurarea de filament a tubului redresor conţine 21 de spire dîn sîrmă emailată cu diametrul de 0,93 mm, iar cea a celorlalte tuburi, 27 spire din sîrmă emailată de 1,2 mm diametrul.

Performanţele amplificatorului sînt următoarele:

— sensibilitatea, 1,6 V pentru puterea nominală de 15 W;

— factorul de distorsiune armonică, 0,15% la 1 000 Hz şi mai mic de 0,5% la frecvenţele de 45 Hz şi 15 000 Hz;

— caracteristica de frecvenţă liniară, între 20—20 000 Hz, cu o abatere mai mică decît 0,5 dB.

— rezistenţa de ieşire, mai mică decît 2 Ω în gama de frecvenţă 20—20 000 Hz.

— raportul semnal/zgomot, — 75 dB.

6. PREAMPLIFICATOR PENTRU REPRODUCERE SONORĂ MONOFONICĂ

În fig. VI.11 este reprezentată schema unui preamplificator utilizat pentru reproducerea de înaltă fidelitate.

Acesta se compune din următoarele părţi: etajul de intrare, realizat cu tubul EF86 şi care este prevăzut cu borne de intrare pentru microfon, picup, radio; etajul corector de tonalitate, realizat cu tubul ECC83; filtrul trece-jos şi filtrul trece-sus.

Performanţele preamplificatorului sînt următoarele:

— sensibilitatea (pentru o tensiune de ieşire de 0,7 V):

2,5 mV pentru intrarea de microfon;

7 mV pentru intrarea de picup:

70 mV pentru intrarea radio;

— factorul de distorsiune armonică inferior lui 0,1% în toată gama de frecvenţe, pentru o tensiune de ieşire mai mică decît 0,7 V;

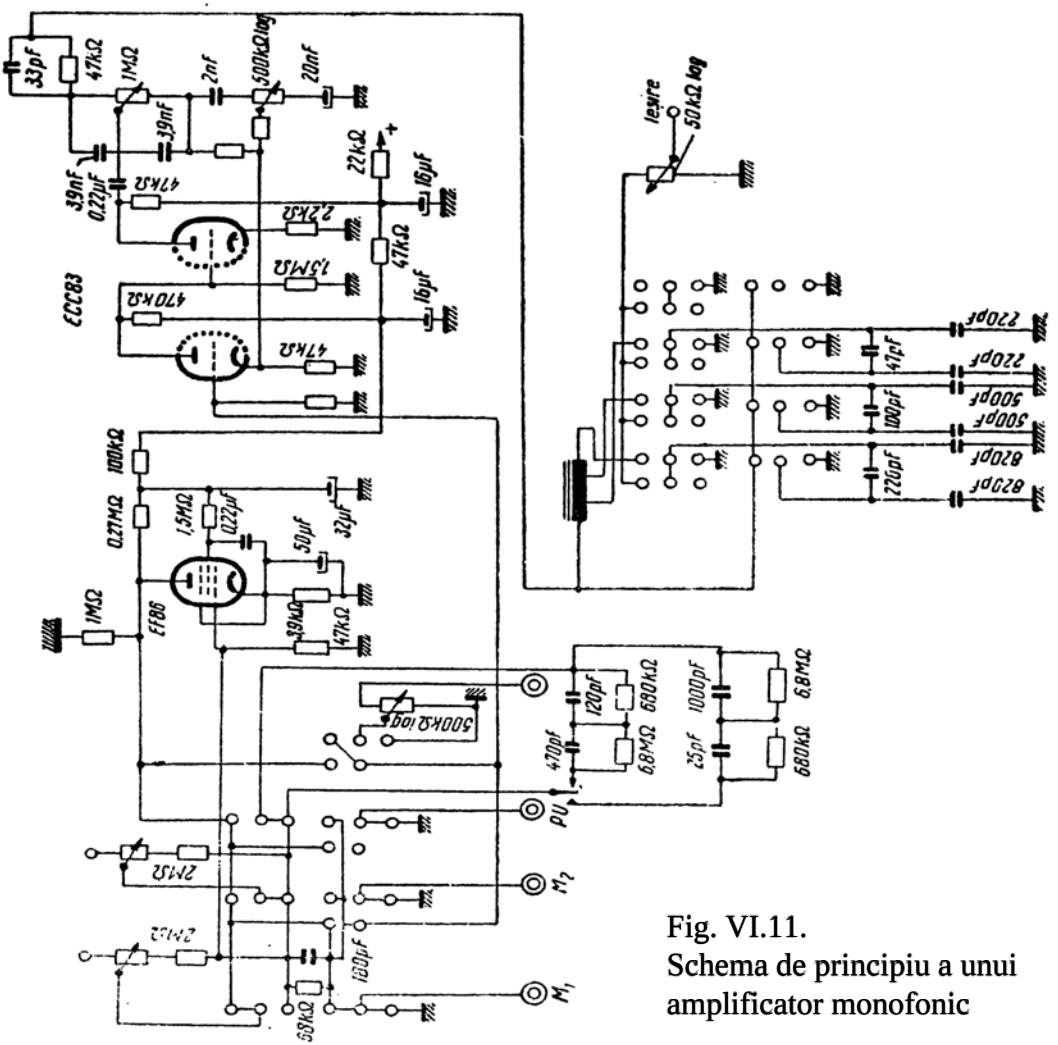


Fig. VI.11.
Schema de principiu a unui amplificator monofonic

— caracteristica de frecvenţă (reglaj liniar de tonalitate): 10—20 000 Hz cu o abatere de ± 1 dB pentru intrarea de microfon;

10—50 000 Hz, cu o abatere de ± 1 dB pentru intrarea radio;

caracteristicile de egalizare RIAA şi 78 rot/min, realizate cu o abatere de ± 1 dB;

— răspunsul filtrelor:

trece-sus, frecvenţa de tăiere 30 Hz, panta de atenuare 10 dB/octavă;

filtrul trece-jos, frecvenţă de tăiere 10 kHz, pantă de atenuare 50 dB/octavă;

— reglaj de tonalitate, — 20...+17 dB la 20 Hz şi —22... ...+15 dB la 20 kHz;

— impedanţa de intrare, 68 kΩ pentru intrările de picup şi microfon şi 500 kΩ pentru intrarea radio;

— impedanţa de ieşire, 1—12 kΩ, în funcţie de reglajul potenţiometrului de la ieşire.

— raportul semnal/zgomot, ≈ — 60 dB.

7. AMPLIFICATOARE UTILIZATE PENTRU REPRODUCEREA SONORĂ STEREOFONICĂ

Echipamentul destinat reproducerii sonore stereofonice este constituit, în principiu, din două canale de amplificare, care transmit separat cele două semnale stereofonice la două difuzoare sau la două grupuri de difuzoare.

Amplificatoarele folosite în cele două canale sînt constituite dintr-un preamplificator avînd elemente pentru ambele canale şi din două amplificatoare de putere diferite.

Amplificatoarele de putere se realizează după scheme obişnuite, folosite pentru reproducerea sonoră monofonică. Cele două amplificatoare de putere trebuie să fie identice: să furnizeze aceeaşi putere, să aibă aceeaşi caracteristică de frecvenţă etc.

Preamplificatorul se realizează, de asemenea, după scheme obişnuite, însă este prevăzut cu o serie de reglaje care-l fac utilizabil în stereofonie. Printre acestea sînt: reglajul de echilibru (balans), inversarea fazei tensiunii de la ieşirea unui canal etc.

Reglajul de balans este o comandă suplimentară a volumului, care are rolul de a echilibra cele două canale în sensul obţinerii unor sunete de tărie egală (echilibru sonor) corespunzător celor două canale. Ea se foloseşte chiar în cazul în care amplificatoarele sînt identice, pentru a înlătura efectul provocat de diferenţele existente între difuzoare, dozele de redare stereofonică etc.

Comanda de balans permite realizarea echilibrului sonor în toată gama frecvenţelor transmise sau numai la frecvenţe medii şi înalte.

În mod obişnuit, comanda de balans se realizează cu ajutorul a două potenţiometre acţionate, simultan, în aşa fel, încît creşterii amplificării pe un canal îi corespunde o scădere a acesteia pe celălalt canal. Cele două potenţiometre se conectează la intrarea unuia dintre etajele preamplificatorului. Unul dintre potenţiometre este legat normal, extremitatea lui de rezistenţă minimă fiind la masă, în timp ce celălalt este branşat invers, extremitatea lui de rezistenţă maximă fiind la masă. Dacă potenţiometrele utilizate sînt liniare, în serie cu ele se introduc rezistenţe fixe de aceeaşi valoare, în scopul micşorării atenuării semnalului în poziţia corespunzătoare echilibrului sonor. Un astfel de sistem este cel reprezentat în fig. VI.12, *a*;

Cea mai mică atenuare la echilibru se obţine utilizînd potenţiometre speciale, conectate în mod corespunzător: potenţiometru logaritmic branşat invers şi antilogaritmic branşat normal.

Există şi scheme mai simple de realizare a comenzii de balans, care folosesc un singur potenţiometru liniar, de valoare mare, cum se vede în fig. VI. 12, *b*. Acest montaj prezintă inconvenientul de a provoca dezechilibrul impedanţelor dintre grilă şi masă ale etajelor la intrarea cărora sînt conectate, ceea ce are ca urmare modificarea curbei de răspuns a celor două canale. Pentru a reduce dezechilibrul, se foloseşte un potenţiometru cu priză mediană la masă, ca în fig. VI. 12, *c*.

În ceea ce priveşte inversiunea de fază, aceasta este necesară în vederea obţinerii fazei corecte a tensiunilor de la ieşirea celor două canale.

În mod obişnuit, inversiunea de fază se realizează cu ajutorul unui comutator conectat în secundarul transformatorului de ieşire, aşa cum se vede în fig. VI.13 sau în alt mod, într-unul din etajele amplificatorului.

Circuitele de tonalitate se aseamănă cu cele întîlnite la amplificatoarele destinate reproducerii sonore monofonice. Reglajul de tonalitate trebuie însă efectuat simultan pe cele două canale; în acest scop, potenţiometrele folosite sînt duble şi se comandă concomitent.

În ceea ce priveşte realizarea practică a unui amplificator stereofonic, pentru obţinerea unor performanţe superioare se

recomandă respectarea restricţiilor constructive indicate într-un capitol anterior. În afara acestora, însă, se recomandă o atenţie deosebită în ceeace priveşte realizarea cablajului,

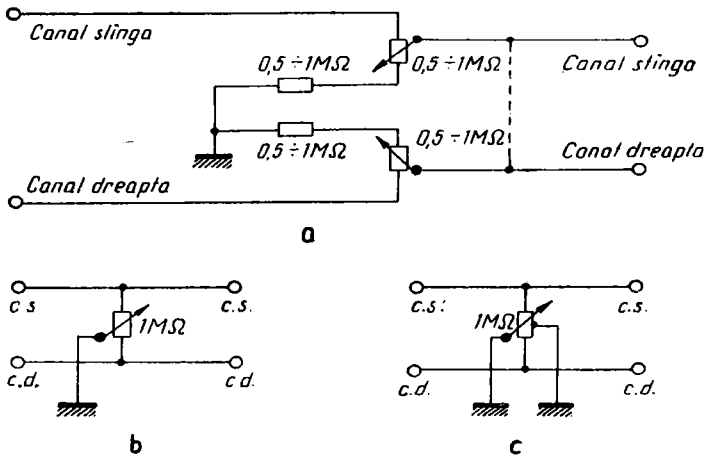


Fig. VI.12. Scheme pentru realizarea comenzii de balans la amplificatoarele stereofonice:

a — realizarea comenzii de balans cu ajutorul a două potenţiometre comandate simultan; *b* — realizarea comenzii de balans cu ajutorul unui singur potenţiometru; *c* — realizarea comenzii de volum utilizînd un potenţiometru cu priză mediană la masă.

pentru a se evita mărirea diafoniei între cele două canale. În acest scop, cablurile provenind de la doza de redare trebue să fie scurte, pentru a se evita apariţia, între ele, a unor capacităţi parazite de valoare mare; se recomandă folosirea

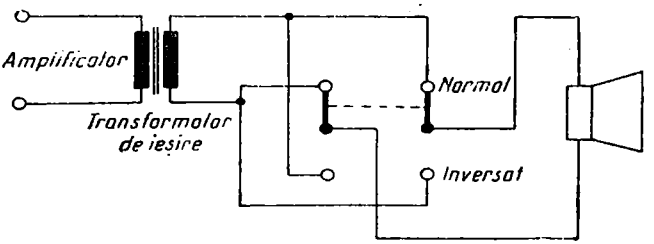


Fig. VI.13. Schemă pentru inversarea fazei difuzoarelor.

unui cablu coaxial de înaltă frecvenţă (folosit pentru coborîrea de antenă în televiziune) care are o capacitate mică şi un blindaj eficace. Tot în scopul micşorării diafoniei se re-

comandă o atenţie deosebită la realizarea cablajului celor două canale, la amplasarea comutatoarelor, potenţiometrelor etc.

În continuare sînt prezentate schemele unui preamplificator stereofonic şi ale unui amplificator de putere monofonic, care poate fi utilizat într-un echipament stereofonic.

Preamplificator stereofonic. În fig.VI.14 este reprezentată schema preamplificatorului (canalul stînga). Porţiunea din figură cuprinsă între liniile punctate se dublează pentru a obţine schema completă. Intrarea şi ieşirea sînt comune celor două canale.

Preamplificatorul are mai multe borne de intrare, corespunzătoare unor surse de program diferite: radio, magnetofon doză de redare, care se conectează la etajul de intrare cu ajutorul comutatorului K_1.

Comutatorul K_2 permite alegerea modului de lucru. Pe poziţia *a* funcţionează doar canalul dreapta, canalul stînga fiind scurt-circuitat la masă; pe poziţia *b* funcţionează ambele canale (aceasta este poziţia normală de funcţionare), iar pe poziţia *c*, doar canalul stîng.

Comutatorul K_3 leagă cele două canale, pentru reproducerea stereofonică normală (poziţia *b*) sau inversă (poziţia *a*) sau leagă cele două canale în paralel, în scopul reproducerii monofonice (poziţia *c*).

Valorile pieselor corespund surselor de program celor mai curente, dar pot fi modificate pentru cazul în care sursa de program prezintă anumite particularităţi.

Comanda de balans este realizată cu un potenţiometru antilogaritmic legat normal şi cu unul logaritmic legat invers (P_2). Cele două potenţiometre au ax comun.

Comanda de volum se realizează cu ajutorul a două potenţiometre logaritmice cuplate pe acelaşi ax (P_3 în canalul dreapta şi P_4 în celălalt), conectate la ieşirea preamplificatorului.

Alimentarea este asigurată de amplificatorul de putere corespunzător fiecărui canal.

Performanţele preamplificatorului sînt următoarele:

— impedanţa de intrare:

— 100 k Ω la borna de doză;

— 80 k Ω la borna de magnetofon;

— 1 M Ω la borna de radio;

— sensibilitatea la 1 kHz (pentru o tensiune de ieşire de 250 mV):

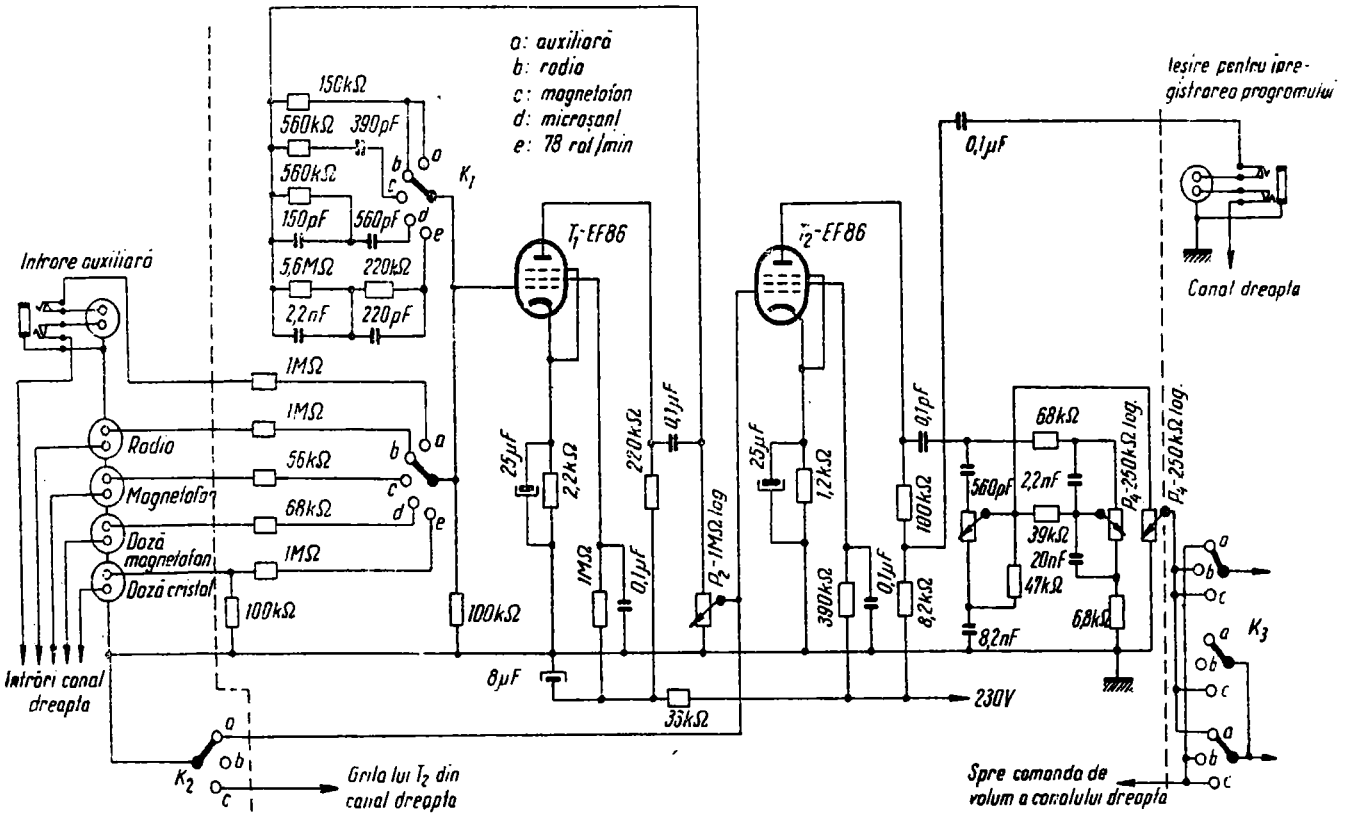


Fig.VI.4. Schemă de principiu a unui preamplificator stereofonic.

— 5 mV pentru borna de doză magnetică (disc microșanț, respectiv 78 rot/min);

— 70 mV și 210 mV pentru borna de doză piezoeletrică

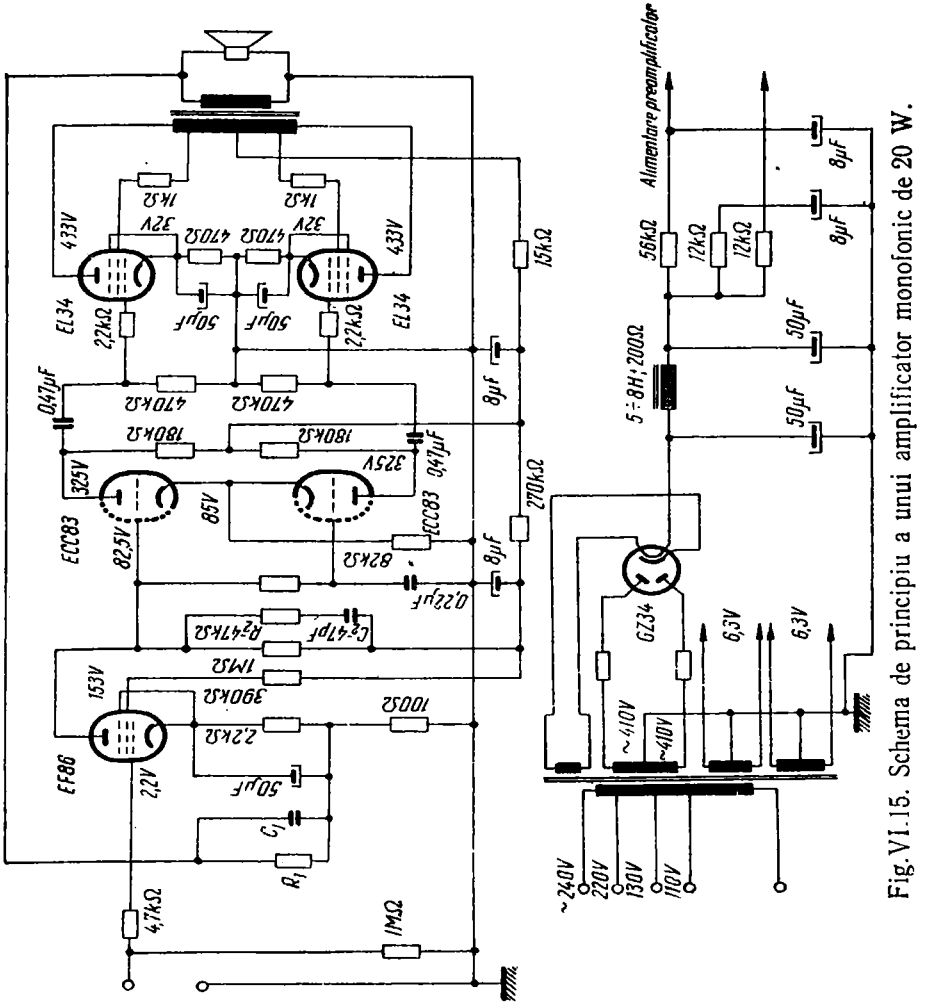


Fig.VI.15. Schema de principiu a unui amplificator monofonic de 20 W.

(disc microșanț, respectiv 78 rot/min):

— 4 mV pentru borna de magnetofon (cap de redare), 330 mV pentru borna de radio;

— raportul semnal/zgomot:

— 55 dB pentru borna de picup;
— 52 dB pentru borna de magnetofon;
— reglajul de tonalitate, — 12...18 dB, la 30 Hz: — 15... ...17 dB, la 10 kHz;
— factorul de distorsiune armonică inferior lui 0,15% pentru 250 mV la ieşire, în toată gama de frecvenţe;
— caracteristica de frecvenţă, 20 Hz — 50 kHz, cu o abatere de 3 dB pentru intrarea radio.

Intrarea auxiliară are aceleaşi caracteristici ca şi intrarea radio. Ea poate fi utilizată pentru doze cu cristal cu mare tensiune de ieşire sau pentru preamplificator de magnetofon.

Preamplificatorul este prevăzut cu o bornă de ieşire, la care se obţine tensiunea de ieşire fără distorsiuni de frecvenţă, necesară pentru înregistrarea pe magnetofon.

Amplificator monofonic de 20 W. Acest amplificator poate fi uilizat separat sau în combinaţie cu preamplificatorul stereofonic descris mai sus. Schema acestuia este reprezentată în fig. IV.15.

Etajul de intrare este realizat cu pentoda EF86. Circuitul R_2C_2 conectat în paralel pe sarcina anodică, serveşte pentru mărirea stabilităţii amplificatorului.

Etajul inversor este realizat cu dubla triodă ECC83, în schema cu cuplaj catodic.

Etajul final este realizat în montaj ultraliniar folosind pentode EL34. Sarcina optimă este 6 600 Ω, iar priza optimă, 40%.

Transformatorul de ieşire se realizează conform datelor din tabela III.10, coloana 5.

Elementele circuitului de reacţie negativă au următoarele valori: $R_1 = 310$ kΩ: $C_1 = 330$ pF, în cazul utilizării unei sarcini de 6—8 Ω şi: $R_1 = 8{,}2$ kΩ, $C_1 = 220$ pF, în cazul folosirii unei sarcini de 12—16 Ω.

Performanţele amplificatorului de putere sînt următoarele:
— sensibilitatea, 0,22 V pentru 20 W la ieşire;
— caracteristica de frecvenţă 30 Hz — 20 kHz, cu o abatere de ± 0,5 dB, la puterea nominală;
— factorul de distorsiune armonică, 0,05% la puterea nominală şi 0,1% la puterea de 27 W;
— factorul de distorsiune de intermodulaţie, 0,7% la puterea nominală;
— impedanţa de ieşire, 0,3 Ω la 40 Hz, 1 kHz şi 20 kHz;
— raportul semnal/zgomot, — 80 dB, faţă de puterea nominală.

TABLA DE MATERIE

Introducere 3

Cap. I. **Parametrii amplificatoarelor de joasă frecvenţă**

1. Parametrii fundamentali ai amplificatoarelor de joasă frecvenţă 5
2. Parametrii fundamentali ai amplificatoarelor de înaltă fidelitate 7

Cap. II. **Preamplificatoare de înaltă fidelitate**

1. Elemente componente 12
2. Etajul de intrare 13
3. Etajul corector de tonalitate 22
4. Etajul de ieşire 30
5. Filtrul trece-sus 30
6. Filtrul trece-jos 32
7. Reglajul de volum 33
8. Preamplificatoare de înaltă fidelitate cu tranzistoare 33

Cap. III. **Amplificatoare de putere de înaltă fidelitate**

1. Elemente componente 37
2. Etajul de intrare 37
3. Etajul inversor de fază 33
4. Etajul prefinal 53
5. Etajul final 55
6. Filtre separatoare de canale 80
7. Transformatoare de ieşire pentru amplificatoarele de înaltă fidelitate 86
8. Amplificatoare de putere de înaltă fidelitate cu tranzistoare 99

Cap. IV. **Îmbunătăţirea posibilităţilor de exploatare a amplificatoarelor de înaltă fidelitate**

1. Reacţia în amplificatoarele de înaltă fidelitate 105
2. Detalii de construcţie 112
3. Metode de măsură privind amplificatoarele 116

Cap. V. **Alimentarea amplificatoarelor de înaltă fidelitate** 126

Cap. VI. **Scheme de amplificatoare de înaltă fidelitate**

1. Amplificator de putere ultraliniar de 25 W 130
2. Amplificator de putere Cabasse 133
3. Amplificator de putere ultraliniar de 10 W 135
4. Amplificator de putere fără transformator de ieşire 137
5. Amplificator de putere cu sarcină distribuită între anod şi catod 139
6. Preampliflicator pentru reproducerea sonoră monofonică .. 141
7. Amplificatoare utilizate pentru reproducerea sonoră stereofonică 143

Bibliografie 150